SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

N. 5 - MAGGIO 1970

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70 LIRE 500

MILANO ICE ITALY

Supertester 680 E

BREVETTATO. - Sensibilità: 20.000 ohms x volt

Con scala a specchio e STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e Amperometrici in C.C. e C.A. di questo nuovissimo modello 680 E montano resistenze speciali tarate con la PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5% !!

10 CAMPI DI MISURA E 48 PORTATE !!!

VOLTS C.C.:	7 portate:	con sensibilità di 20.000 Ohms per Volt: 100 mV. - 2 V. - 10 V. - 50 V. - 200 V. - 500 V. e 1000 V. C.C.
VOLTS C.A.:	6 portate:	con sensibilità di 4.000 Ohms per Volt: 2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 Volts C.A.
AMP. C.C.:	6 portate:	50 μA - 500 μA - 5 mA - 50 mA - 500 mA e 5 A. C.C.
AMP. C.A.:	5 portate:	250 μA - 2,5 mA - 25 mA - 250 mA e 2,5 Amp. C.A.
OHMS:	6 portate:	Ω : 10 - Ω x 1 - Ω x 10 - Ω x 100 - Ω x 1000 - Ω x 10000 (per letture da 1 decimo di Ohm fino a 100 Megaohms).
Rivelatore di REATTANZA:	1 portata:	da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA':	4 portate:	da 0 a 5000 e da 0 a 500.000 pF - da 0 a 20 e da 0 a 200 Microfarad.
FREQUENZA:	2 portate:	0 ÷ 500 e 0 ÷ 5000 Hz.
V. USCITA:	6 portate:	2 V. - 10 V. - 50 V. - 250 V. - 1000 V. e 2500 V.
DECIBELS:	5 portate:	da — 10 dB a + 62 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 E** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E.

I principali sono:

Amperometro a Tenaglia modello « Amperclamp » per Corrente Alternata: Portate: 2,5 - 10 - 25 - 100 - 250 e 500 Ampères C.A.
Prova transistori e prova diodi modello « Transtest » 662 I. C. E.
Shunts supplementari per 10 - 25 - 50 e 100 Ampères C.C.
Volt - ohmetro a Transistors di altissima sensibilità.
Sonda a puntale per prova temperature da — 30 a + 200 °C.
Trasformatore mod. 616 per Amp. C.A.: Portate: 250 mA - 1 A - 5 A - 25 A - 100 A C.A.
Puntale mod. 18 per prova di ALTA TENSIONE: 25000 V. C.C
Luxmetro per portate da 0 a 16.000 Lux. mod. 24.

IL TESTER MENO INGOMBRANTE (mm 126 x 85 x 32)
CON LA PIU' AMPIA SCALA (mm 85 x 65)
Pannello superiore interamente in **CRISTAL** antiurto: IL TESTER PIU' ROBUSTO, PIU' SEMPLICE, PIU' PRECISO!

Speciale circuito elettrico **Brevettato** di nostra esclusiva concezione che unitamente ad un limitatore statico permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta! Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Scatola base in nuovo materiale plastico infrangibile.

Circuito elettrico con speciale dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura. IL TESTER SENZA COMMUTATORI e quindi eliminazione di guasti meccanici, di contatti imperfetti, e minor facilità di errori nel passare da una portata all'altra.

IL TESTER DALLE INNUMEREVOLI PRESTAZIONI: IL TESTER PER I RADIOTECNICI ED ELETTROTECNICI PIU' ESIGENTI !

INSUPERABILE !

IL PIÙ PRECISO!

IL PIÙ COMPLETO!

PREZZO

eccezionale per elettrotecnici radiotecnici e rivenditori

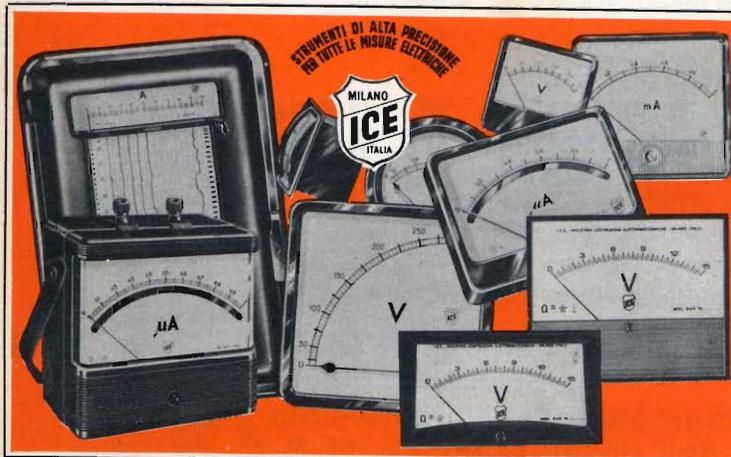
LIRE 12.500 !!

franco nostro Stabilimento

Per pagamento alla consegna **omaggio del relativo astuccio !!!**

Altro **Tester Mod. 60** identico nel formato e nelle doti meccaniche ma con sensibilità di 5000 Ohms x Volt e solo 25 portate **Lire 6.900** franco nostro Stabilimento.

Richiedere Cataloghi gratuiti a:

I. C. E. VIA RUTILIA, 19/18 MILANO - TEL. 531.554/5/6

VOLTMETRI
AMPEROMETRI
WATTMETRI
COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI
REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

PER STRUMENTI DA PANNELLO, PORTATILI E DA LABORATORIO RICHIEDERE IL CATALOGO I.C.E. 8 - D.

Editore: J.C.E.
Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Maggio 1970

SOMMARIO

In copertina — « Controllo ottico continuo della saldatura autogena di un sottile cavo thermocoax » (Foto: M. Crépin)

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

Radar per la Germania. ROMA. — La S.p.A. Selenia - Industrie Elettroniche Associate (gruppo IRI) ha in corso una esportazione di radar verso la Repubblica federale tedesca. L'operazione ammonta a 110 milioni di lire.

Forniture di materiale elettronico. MILANO — S.p.A. SGS - Società Generale Semiconduttori, di Agrate Brianza, ha effettuato ed ha in corso esportazioni di macchine per l'assemblaggio verso la Gran Bretagna e la Francia, di fette di silicio verso il Giappone e di semiconduttori verso il Regno Unito.

Il valore complessivo delle forniture è di 1 miliardo 92 milioni di lire.

MILANO — La S.p.A. General Electric Information System Italia ha in corso una fornitura di calcolatori elettronici verso la Jugoslavia.

L'operazione ammonta a 100 milioni di lire.

MILANO — La S.p.A. G. T. & E. - Società Generale Telefonia ed Elettronica, di Cassina de' Pecchi, ha in corso la fornitura agli Stati Uniti di apparecchiature per ricetrasmissioni via satellite.

L'operazione ha un valore di 130 milioni di lire.

MILANO — La S.p.A. General Instrument Europe ha in corso esportazioni di diodi e microcircuiti verso Germania, Belgio, Olanda, Francia, Regno Unito e Svizzera.

Il valore complessivo delle forniture è di oltre 580 milioni di lire.

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

SOMMARIO INSERZIONI

TARIFFE ESTERE

AUSTRIA	Sc.	290
BELGIO	Fr.Bg.	570
DANIMARCA	Kr.D.	84,20
FRANCIA	Fr.Fr.	64,20
GERMANIA	D.M.	41,30
INGHILTERRA	Lgs	4.13.3
ITALIA	£	7.000
JUGOSLAVIA	Din.	184,20
LUSSEMBURGO	Fr.Bg.	569,10
MALTA	Lgs.M.	4.12.1
NORVEGIA	Kr.N.	80,45
OLANDA	Fol.	40,65
PORTOGALLO	Esc.	328,65
SPAGNA	Pts.	813,95
SVIZZERA	Fr.Sv.	48,40
ARGENTINA	Pesos	40,34
AUSTRALIA	$a	10.—
BRASILE	Crs.	48,70
CANADA	$Can.	12,25
CILE	sc.	112,20
EGITTO	Leg.	4.14.3
ETIOPIA	$Et.	28.—
GIAPPONE	Yen.	4729,80
ISRAELE	L.I.	40./. /
LIBIA	L.Lib.	4./. /
PARAGUAY	Guar.	141,35
PERU'	Sol.	440,25
SUD-AFRICA	R.	8.—.—
TURCHIA	L.T.	1007,90
URUGUAY	Pesos	28.—
USA	$	11,20
VENEZUELA	Bs.	50,40

Editore:

J.C.E.

Direttore Responsabile:

ANTONIO MARIZZOLI

Redattore:

Marcello Longhini

Segretaria di Redazione:

Mariella Luciano

Collaboratori

A. Basso Ricci - Lucio Biancoli
Ludovico Cascianini
Carlo Chiesa - Enrico Lercari
Luciano Marcellini - Italo Mason
Serafini Domenico - Piero Soati
Franco Toselli - Giorgio Uglietti

Direzione, Redazione,
Ufficio Pubblicità:
V.le Matteotti, 66
20092 Cinisello Balsamo - Milano
Tel. n. 9281801

Amministrazione:
Via Vincenzo Monti, 15
20123 Milano

Selezione di Tecnica Radio TV

N. 5 - Maggio 1970

Rivista mensile
edita per la divulgazione
dell'elettronica,
della radio e della televisione

Autorizz. alla Pubbl.
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957

Sped. in abb. postale gr. III/70

Stampa S.Ti.E.M.
20097 S. Donato Milanese

Prezzo della Rivista L. 500
numero arretrato L. 1.000
Abbonamento annuo L. 5.000

per l'Estero L. 7.000
I versamenti vanno idirizzati a:
Selezione di Tecnica Radio-TV
Via Vincenzo Monti, 15
20123 Milano
C/C Postale 3/40678

Per i cambi d'indirizzo indicare
oltre naturalmente al nuovo
anche l'indirizzo precedente
ed allegare alla comunicazione
l'importo di L. 300,
anche in francobolli.

Viene descritto sommariamente il funzionamento di uno stadio finale BF equipaggiato con transistori complementari, e si danno i valori dei componenti di quattro interessanti amplificatori di bassa frequenza di piccola potenza.

4 AMPLIFICATORI B.F. SENZA TRASFORMATORE

di G. Binelli

Accanto ai transistori **pnp** molto familiari al tecnico esistono anche i transistori **npn** i quali sono di polarità opposta. Combinare in un circuito un transistore npn e un pnp significa realizzare un funzionamento noto come **simmetria complementare.** In questo caso, le caratteristiche dei due transistori di polarità opposta sono **adattate** nel senso che sono rigorosamente uguali l'una all'altra. Per caratteristiche intendiamo la **corrente inversa di saturazione, il guadagno in corrente, la massima tensione ammissibile tra collettore ed emittore,** e così via. Una coppia di transistori a simmetria complementare permette di realizzare specialmente nel campo della bassa frequenza, interessanti semplificazioni rispetto agli schemi classici. Per esempio, con una coppia di transistori complementari è possibile realizzare uno stadio finale BF in controfase senza dover ricorrere né al trasformatore di uscita con presa centrale né al trasformatore con presa centrale da applicare allo stadio di ingresso. Ora, tutti sanno che eliminare da uno stadio finale in controfase questi due trasformatori significa ridurre il numero dei componenti, il peso e le dimensioni dell'amplificatore, e perciò che riguarda le prestazioni elettriche, l'eliminazione di entrambi i trasformatori significa diminuire la percentuale di distorsione ed allargare la banda passante dell'amplificatore medesimo.

Esistono coppie di transitstori complementari al germanio e al silicio per tutte le potenze di uscita. In questo articolo descriveremo alcuni amplificatori a simmetria complementare equipaggiati con transistori complementari al germanio tipo AC 127/132. Questi transistori sono in contenitore TO-1; il tipo AC 132 è un transistore pnp mentre il tipo AC 127 è un npn. Prima di presentare i quattro amplificatori BF con lo stadio finale in controfase funzionante con la coppia complementare AC 127/132, illustreremo brevemente il principio di funzionamento di uno stadio in controfase equipaggiato con transistori complementari sprovvisto sia del trasformatore di ingresso che del trasformatore di uscita.

Principio di funzionamento di uno stadio di uscita a simmetria complementare

E' noto che un stadio finale in controfase equipaggiato con due transistori aventi la stessa polarità richiede per il suo corretto funzionamento che vengano applicati all'ingresso dei due transistori due segnali di fase opposta, e cioè, sfasati di 180°. Lo sfasamento tra i due segnali da applicare allo stadio finale, di solito, è ottenuto con un trasformatore, il cosidetto trasformatore pilota il quale, oltre ad effettuare lo sfasamento dei due segnali, provvede anche, attraverso opportuno rapporto spire tra primario e secondario, ad adattare il transistore pilota all'impedenza di ingresso dei due transistori finali in maniera da ottenere il massimo guadagno in potenza dello stesso transistore pilota. E' evidente, però, che il sistema di ottenere i due segnali sfasati di 180° mediante il trasformatore pilota, presenta anche notevoli inconvenienti:

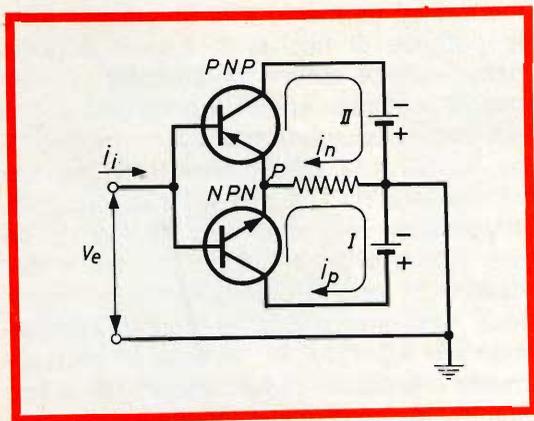
1° - è fuori dubbio che, a causa delle perdite nel rame degli avvolgimenti, una certa potenza utile del segnale da trasferire dallo stadio pilota all'ingresso dello stadio finale viene inevitabilmente perduta;

2° - la curva di risposta dell'amplificatore risulta fortemente limitata sia verso le frequenze basse sia verso le frequenze alte della banda audio da amplificare, a causa l'induttanza dispersa e della capacità dispersa del trasformatore pilota. A questo inconveniente contribuisce inoltre anche l'autoinduttanza del primario di questo trasformatore;

3° - è fuori dubbio infine che le caratteristiche magnetiche non ideali di cui è formato il nucleo del trasformatore pilota tendono anch'esse ad introdurre una certa distorsione.

Fig. 1 - Circuito indicante il principio di funzionamento di uno stadio finale impiegante transistor complementari.

Sono i suddetti inconvenienti che hanno condotto a studiare un sistema che cercasse di eliminare il trasformatore pilota. E la soluzione più logica è stata quella di introdurre nello stadio finale in controfase due trasformatori di polarità opposta, e cioè due transistori complementari. Naturalmente, la eliminazione del trasformatore pilota non permette più di avere il migliore adattamento tra stadio pilota e ingresso dello stadio finale, e pertanto, un siffatto amplificatore a simmetria complementare sarà meno sensibile di un analogo stadio equipaggiato con trasformatore pilota. A causa di questa perdita di sensibilità si dovrà provvedere ad inserire un ulteriore stadio amplificatore.

In figura 1 è riportato lo schema di principio di uno stadio finale in controfase equipaggiato con transistori complementari. Per comprendere meglio il funzionamento di questo stadio sono stati eliminati tutti quegli elementi (e cioè, i resistori) che servono, nel circuito, a fissare i punti di lavoro in c.c. dei due transistori. Si suppone inoltre che questi due transistori lavorino in classe B. Ciò significa che ciascuno di questi transistori deve condurre soltanto per una semionda del segnale da amplificare. Il segnale viene applicato ai morsetti d'ingresso e viene indicato con il simbolo V_E: durante durante la semionda **positiva** di questo segnale, è il transistore **npn** che conduce mentre il transistore **pnp** risulterà bloccato. Nel circuito di collettore di questo transistore, e quindi anche nella resistenza di carico inserita in questo circuito, circolerà una corrente i_p. Questa corrente seguirà la direzione indicata dalla freccia (I). Durante la successiva semionda **negativa** del segnale applicato all'ingresso

sarà il transistore **pnp** che condurrà mentre il transistore npn risulterà bloccato. Anche in questo caso, avremo nel circuito di collettore, e quindi anche attraverso il resistore di carico un certo valore di corrente indicato con i_n. La direzione di questa corrente è indicata dalla freccia (II). **E' evidente quindi che mentre nei due transistori scorre alternativamente o la semionda positiva o la semionda negativa di corrente nel resistore di carico avremo la ricombinazionae di queste due semionde di corrente, e perciò, la ricostituzione della corrente dell'intera sinusoide del segnale.**

Funzionamento dello stadio finale a simmetria complementare con una sola batteria di alimentazione.

Nel circuito pratico di fig. 2 è stata eliminata una batteria. In questo caso, una estremità della resistenza di carico R_L è stata collegata al punto Q, e cioè, agli emettitori dei due transistori attraverso un condensatore di accoppiamento C_3. La tensione continua V_1 presente sul punto Q corrisponde pressapoco alla **metà del valore della tensione di alimentazione V_{CC}.**

La potenza di uscita massima fornita da questo stadio finale a simmetria complementare dipende, in primo luogo, dalle caratteristiche dei due transistori complementari, e precisamente, dalla corrente di cresta di collettore, dalla dissipazione ammissibile sul collettore, e dalla tensione al ginocchio V_{CEK} dei transistori finali. La potenza di uscita dello stadio dipende inoltre anche dal valore del resistore di carico R_L e dal valore della tensione d'alimentazione V_{CC}.

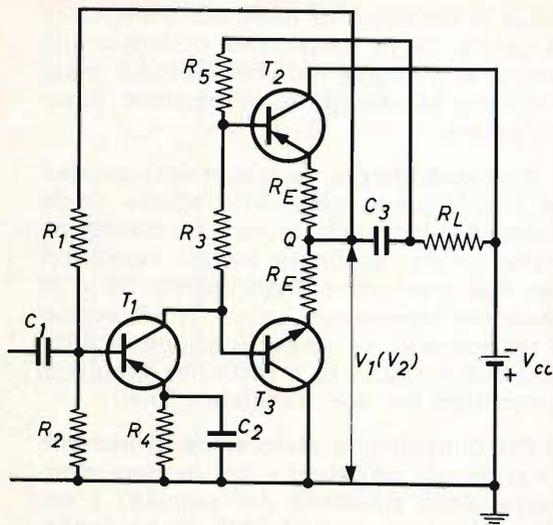
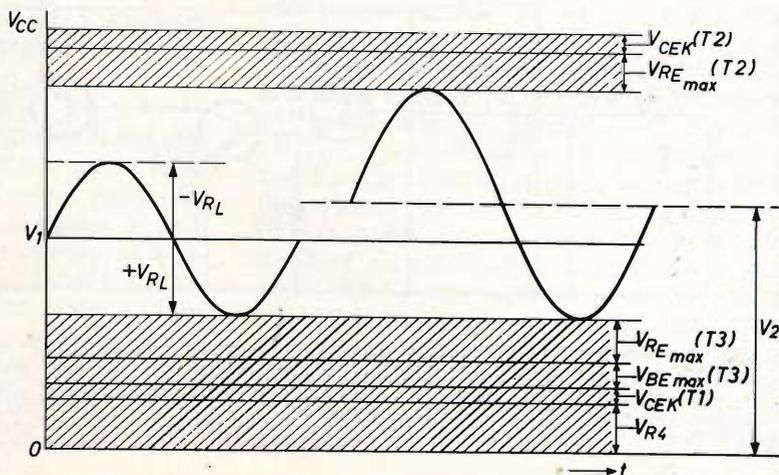



Fig. 2 - Stadio finale in controfase impiegante transistor complementari come quello indicato in fig. 1; esso differisce da quest'ultimo per avere una sola batteria di alimentazione.

Lo stadio pilota è collegato direttamente agli ingressi dei due transistori finali. La resistenza di carico del transistore pilota, e cio R_5, è collegata alla resistenza di carico R_L la quale non è collegata a massa. In questa maniera, la corrente che attraversa R_5 (e che rappresenta una perdita di segnale) risulta ridotta, in quanto la tensione ai capi di R_5 rappresenta sol-

Fig. 3 - Diagramma indicante le escursioni massime ammissibili per il segnale nei transistor dello stadio finale a simmetria complementare. Queste tensioni di escursione si riferiscono al circuito dell'emettitore.

tanto la tensione di base del transistore di uscita. Se R_5 fosse stata collegata alla tensione di alimentazione sarebbe stata presente ai capi di R_5 la tensione base-collettore.

Alla stabilità del funzionamento sia dello stadio pilota che dello stadio finale provvede una certa misura di controreazione in c.c. applicata tra gli emettitori dei due transistori finali (punto Q) e la base del transistore pilota T_1 attraverso il resistore R_1. La stessa funzione esplicano i due resistori R_E inseriti nei circuiti di emettitore dei due transistori finali.

Per diminuire la **distorsione di incrocio** (« punto di saldatura » tra le due alternanze della sinusoide del segnale) è necessario che i transistori di uscita debbano avere una certa polarizzazione che permetta di avere in entrambi un certo valore di corrente di riposo di emettitore. Se i due transistori finali fossero stati della stessa polarità, questa corrente di riposo di emettitore poteva essere facilmente prodotta applicando alle basi una leggera tensione di polarizzazione di segno negativo rispetto all'emettitore naturalmente. Siccome però i due transistori finali sono di polarità **opposta**, bisognerà applicare rispetto ai relativi emettitori, due deboli tensioni di polarizzazione che devono essere di opposta polarità, rispettivamente positiva o negativa a seconda della polarità del rispettivo transistore di uscita. Queste tensioni di base di differente polarità possono essere ottenute molto facilmente grazie all'introduzione del resistore R_3. Questo resistore viene inserito nel circuito di base del transistore pnp.

Ovviamente, però, questo transistore introduce una certa asimmetria in tutto il circuito di ingresso, e per diminuire questa asimmetria bisognerà fare in maniera che il resistore R_3 abbia il valore più basso possibile. Per il resto, il circuito pratico di fig. 2 ha un funzionamento identico a quello di principio riportato nella fig. 1. Durante le semionde positive è il transistore npn che conduce, e di conseguenza, avremo un abbassamento del valore di V_1.

Durante invece le semionde negative sarà il transistore pnp che conduce, e di conseguenza, il valore di V_1 risulterà elevato. **Queste variazioni di tensione sul punto Q vengono trasmesse al resistore di carico per mezzo del condensatore C_3.**

Se diamo un'occhiata alla fig. 3 vediamo che le escursioni della tensione alter-

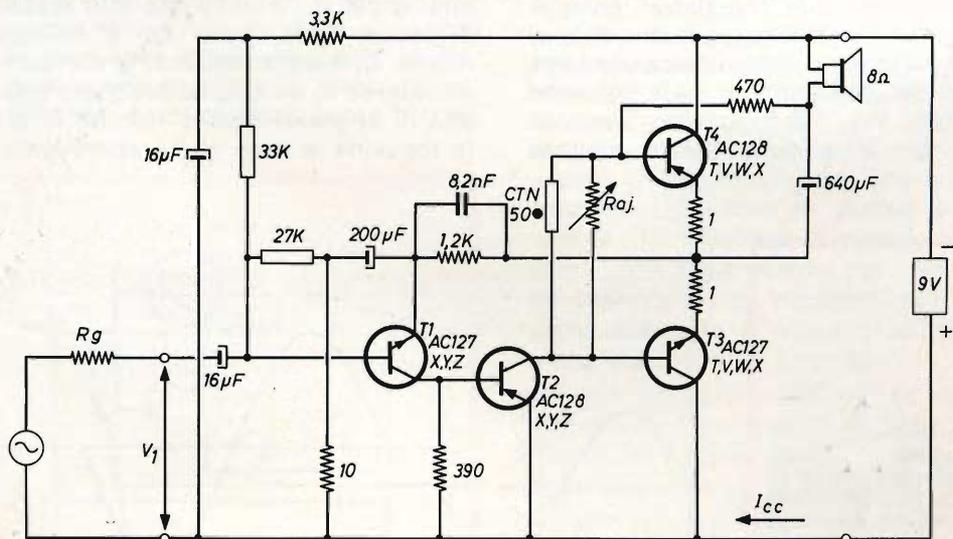



Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza con tensione di alimentazione di 9 V e potenza di uscita di 0,75 W. I valori indicati dei resistori sono da intendersi in ohm. I resistori indicati con simbolo a seghetta hanno la tolleranza del 10% quelli indicati con simbolo a scatoletta hanno la tolleranza del 5%.

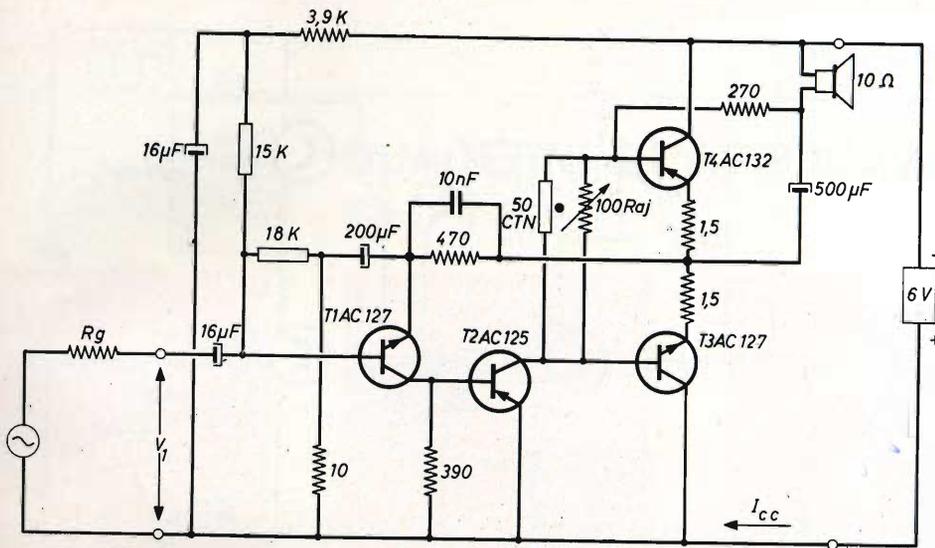



Fig. 5 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza con potenza di uscita di 0,2 W e tensione di alimentazione di 6 V. I valori dei resistori sono da intendersi in ohm. I simboli dei resistori indicati con una seghetta indicano una tolleranza del 10% quelli indicati con una scatoletta hanno una tolleranza del 5%. Il termistore (CTN) è tipo B8 320 01 P/50E

nata agli emettitori dei transistori di uscita sono limitate da molti fattori;

I° - Trascurando la caduta di tensione sul condensatore C_3, il valore di cresta della escursione negativa all'inizio del tosaggio (clipping) diventa:

$$- V_{RL} = V_{CC} - V_1 - V_{RE\ max\ (T_2)} - V_{CEK\ (T_2)}$$

II° - Il valore di cresta dell'escursione positiva anche in questo caso all'inizio del tosaggio ha il seguente valore:

$$+ V_{RL} = V_1 - V_{RE\ max} - V_{BE\ mac\ (T_3)} - V_{CEK\ (T_1)} - V_{R4}$$

Se la tensione al punto Q (punto di collegamento degli emettitori dei transistori di uscita) in assenza di segnale è uguale a:

$$V_1 = V_{CC}/2,$$

le escursioni massime ammissibili nei due sensi, positivo e negativo non sono di uguale lunghezza. Per avere escursioni di tensione positiva e negativa uguali, il punto Q dovrà pertanto essere polarizzato con una tensione V_2 capace di annullare le differenze di potenziale, e cioè:

$$V_2 = 1/2\ [V_{CC} - V_{CEK\ (T_2)} + V_{BE\ max\ (T_3)} + V_{CEK\ (T_1)}]\ V_{R4}$$

Con riferimento alla figura 3 si può vedere che non si verifica alcun fenomeno di tosaggio quando la tensione al ginocchio $V_{CEK\ (T_3)}$ del transistore npn non viene oltrepassata. Effettivamente si deve avere:

$$V_{CEK\ (T_3)} < V_{R4} + V_{CEK\ (T_1)} + V_{BE\ max\ (T_3)}$$

Caratteristiche tecniche dei quattro amplificatori BF con lo stadio finale a simmetria complementare

In fig. 4 si è riportato un amplificatore di bassa frequenza il quale nello stadio finale impiega la coppia di transistori complementari AC 128/AC 127. Per la stabilizzazione delle tensioni di base dei due transistori finali viene posta in parallelo alla nota resistenza di base un resistore a coefficiente di temperatura negativo (NTC). L'amplificatore è dimensionato con i criteri esposti quando abbiamo trattato l'amplificatore di fig. 2. La potenza di uscita massima è 0,75 W, e a questa potenza, l'amplificatore dà una distorsione $\leqslant$ 3,5 %. La risposta in frequenza a — 3 dB è compresa tra 70 e 15.000 Hz. La sensibilità d'ingresso V_1 è inferiore a 35 mV alla potenza di uscita di 0,75 W. La resistenza di ingresso complessiva è $\geqslant$ 10 kΩ. La resistenza del generatore

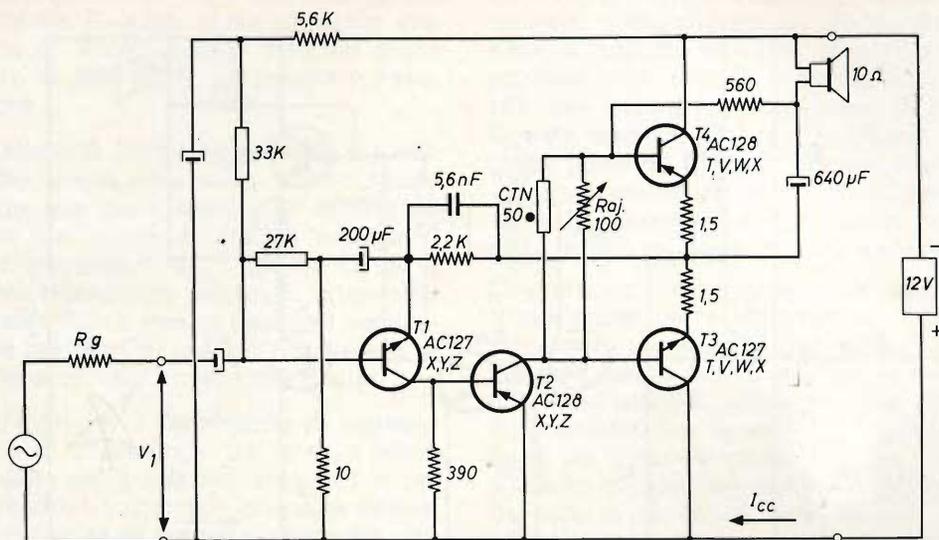



Fig. 6 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza con potenza di uscita di 1,1 W e tensione di alimentazione di 12 V. I simboli dei resistori a seghetta indicano una tolleranza del 10%, quelli a scatoletta una tolleranza del 5%. Il termistore (CTN) è il tipo B 832001P/50 E. I valori dei resistori sono da intendersi in ohm.

corrisponde a 5 kΩ. La resistenza del generatore (R_g) esercita una influenza sul circuito di controreazione. I risultati sopra detti possono differire nel caso ad R_g si assegni un valore differente ai 5 kΩ.

L'amplificatore può funzionare ad una temperatura ambiente di 55 °C massimi. I transistori dello stadio finale vanno montati su una doppia clip tipo 56 226 e un radiatore con resistenza termica inferiore a 11 °C/W. Per esempio, può essere impiegato una superficie di alluminio di

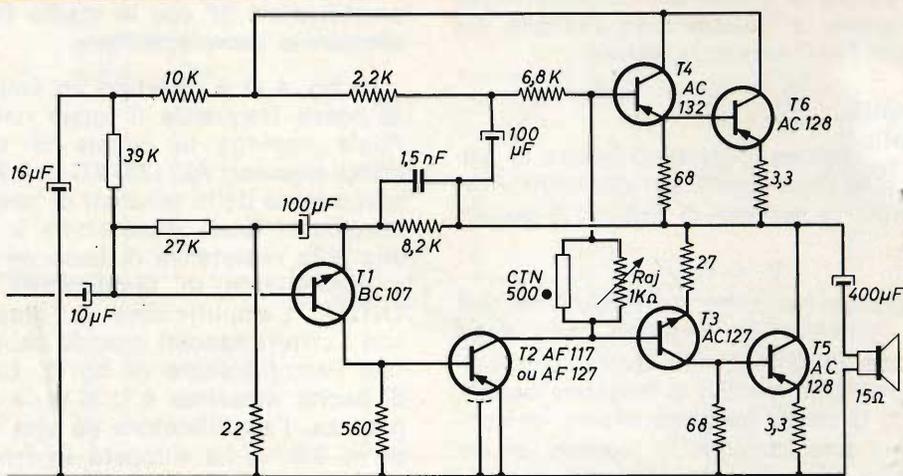



Fig. 7 - Schema elettrico dell'amplificatore di bassa frequenza con potenza di uscita di 2,5 W e tensione di alimentazione di 24 V. Anche in questo caso i valori dei resistori sono indicati in ohm mentre i simboli a seghetta indicano una tolleranza del 10% e quelli a scatoletta una tolleranza del 5%. Il termistore (CTN) è il tipo B8 320 01 P/500E.

9 cm^2 con uno spessore di 0,8 mm.

La corrente di riposo dell'amplificatore I_{CCO} = 12 mA e viene regolata mediante il trimmer potenziometrico in parallelo al resistore di coefficiente di temperatura negativo (NTC). La corrente di riposo del transistore T_2 AC 128 è a 8,5 mA.

In fig. 5 è riportato un altro amplificatore con stadio finale a simmetria complementare il quale differisce dal precedente per avere una tensione di alimentazione di 6 V. Anche l'impedenza dell'altoparlante anziché di essere 8 Ω è 10 Ω, e di conseguenza, la potenza di uscita di questo amplificatore è 0,2 W.

Questo amplificatore alla potenza di uscita di 0,2 W dà una distorsione ad un segnale di 1 kHz pari a 4,5 %. La curva della risposta in frequenza a — 3 dB è compresa tra 70 e 15.000 Hz. La sensibilità d'ingresso per una potenza di uscita di 0,2 W è inferiore a 40 mV. La resistenza d'ingresso complessiva è 8 kΩ. La resistenza del generatore (R_g) è = a 5 kΩ. La temperatura ambiente alla quale può funzionare l'amplificatore è 55 °C max. I transistori finali vengono usati montati in aria libera senza radiatore. La corrente di riposo dell'amplificatore I_{CCO} è = 12,5 mA e viene regolata dal resistore R_{ai}. La corrente di riposo del transistore T_2 (AC 125) è 9 mA mentre la corrente media dell'amplificatore I_{CC} è 75 mA, naturalmente alla potenza massima di uscita di 0,2 W.

Anche l'amplificatore illustrato in figura 6 può considerarsi una versione di poco variata dell'amplificatore di fig. 4. In questo caso, la tensione di alimentazione è 12 V è la potenza di uscita è 1,1 W.

La distorsione per una potenza di uscita di 1,1 W è $\leqslant$ al 4 %. La banda passante a — 3 dB si estende tra 70 e 15.000 Hz. La sensibilità di ingresso V_1 è inferiore a 30 mV; naturalmente questo valore si riferisce alla potenza di uscita massima di 1,1 W. La resistenza di ingresso complessiva è maggiore di 8 kΩ mentre la resistenza del generatore R_g è 5 kΩ; si deve tener presente però che la resistenza del generatore esercita una influenza notevole sul circuito di controreazione, e di conseguenza potremo avere delle prestazioni diverse da quelle in precedenza indicate qualora R_g sia diverso da 5 kΩ.

La temperatura ambiente alla quale può funzionare l'amplificatore ha il valore massimo di 45 °C oppure 55 °C nel caso la resistenza termica sia 9 °C/W.

I transistori dello stadio finale sono montati su una doppia clip tipo 56 226 e su un radiatore di alluminio avente una superficie di 12 cm^2 e uno spessore di 0,8 mm.

La resistenza termica di questo radiatore è 30 °C/W.

La corrente di riposo dell'amplificatore I_{CCO} è = 13 mA e viene regolata dal trimmer potenziometrico R_{aj}. La corrente di riposo del transistore T_2 AC 128 è 9,5 mA mentre la corrente media dell'amplificatore I_{CC} è uguale a 155 mA alla potenza di uscita di 1,1 W.

L'amplificatore indicato in fig. 7 infine è previsto per funzionare con una tensione di alimentazione di 24 V e dà una potenza di uscita di 2,5 W. Si differenzia dai precedenti amplificatori per avere dopo la coppia di transistori finali complementari, altri due transistori AC 128 montati in parallelo a ciascun transistore della coppia finale. La resistenza dell'altoparlante è 15 Ω. La potenza di uscita è 2,5 W ed a questa potenza si ha una distorsione del 3 %. La banda passante a — 3 dB si estende da 50 a 15.000 Hz. La sensibilità d'ingresso è $\leqslant$ 24 mV, naturalmente è calcolata in corrispondenza della potenza di uscita di 2,5 W. La resistenza di ingresso complessiva è 30 kΩ mentre la resistenza del generatore R_g è 5 kΩ.

La temperatura ambiente massima alla quale può funzionare l'amplificatore è 45 °C con i transistori dello stadio finale montati su doppia clip 56 226 e radiatore avente una resistenza termica $\leqslant$ a 10 °C/W; per esempio il radiatore può essere di alluminio con una superficie di 45 cm^2 e spessore di 1 mm.

La temperatura ambiente alla quale può funzionare l'amplificatore è 55 °C naturalmente con i transistori montati su clip ma con radiatore avente una resistenza termica uguale o inferiore a 3 °C/W. La corrente di riposo dell'amplificatore I_{CCO} è uguale a 4 mA e viene regolata dal trimmer potenziometrico R_{aj}. La corrente media dell'amplificatore I_{CC} è 185 mA misurata in corrispondenza della massima potenza di uscita fornibile dall'amplificatore e cioè 2,5 W.

AMPLIFICATORE DA 6W CLASSE B PER AUTORADIO

BASSA FREQUENZA

Viene illustrato un amplificatore da 6 W in classe B destinato ad essere impiegato in un'autoradio. L'amplificatore contiene una coppia complementare finale AD161/AD162. Come pilota viene usato il transistore BFX88 mentre nel primo stadio di questo amplificatore possono essere impiegati i transistori BC 148 o BC 108.

E' un amplificatore ad accoppiamento diretto in tutto convenzionale a 4 transistori. Il transistore TR_2 (BFX 88) fornisce il segnale ai due transistori finali TR_3 e TR_4. Questo segnale viene applicato alle basi di questi transistori. In questa maniera, TR_3 e TR_4 verranno a condurre alternativamente, uno durante la semionda positiva e l'altro durante la semionda negativa. Il segnale amplificato presente sugli emettitori di TR_3 e TR_4 come variazione della tensione di emettitore dei due transistori medesimi viene applicato all'altoparlante mediante il condensatore C_5. Il carico del collettore del transistore pilota viene ritornato sul punto caldo dell'altoparlante. In questo modo, il segnale risulta applicato tra gli emettitori e le basi dei due transistori finali. I transistori finali vengono quindi a lavorare in un circuito con emettitore comune e sono quindi in grado di fornire la massima amplificazione al segnale.

La tensione continua di polarizzazione dei transistori finali (che determina la corrente in assenza di segnale) viene fornita dal potenziometro variabile R_7 che ha in parallelo un termistore. Entrambi questi due resistori si trovano nel circuito di collettore del transistore pilota.

Siccome la resistenza complessiva del parallelo R_7/R_8 è molto inferiore alla resistenza di R_9, l'inclusione dei suddetti due resistori nel circuito di collettore del transistore pilota non può produrre alcun fenomeno di sbilanciamento nel circuito di ingresso dei due transistori finali. La distorsione di crossover può essere eliminata polarizzando i due transistori finali in maniera da ottenere da entrambi, **caratteristiche di trasferimento** con andamento lineare; ed effettivamente esiste una condizione ottima per la tensione di polarizzazione, fissabile mediante R_7 in corrispondenza della quale la distorsione di crossover assume il più basso valore. Gli effetti delle variazioni della temperatura ambientale sono ridotti al minimo grazie alla presenza del termistore.

Il transistore TR_1 ha una duplice funzione: come preamplificatore per i segnali in c.a. e come amplificatore-differenza di c.c., in quanto confronta la tensione di polarizzazione presente sulla base di TR_1 (ottenuta con il partitore di tensione formato da R_1, R_2, R_3) e la ten-

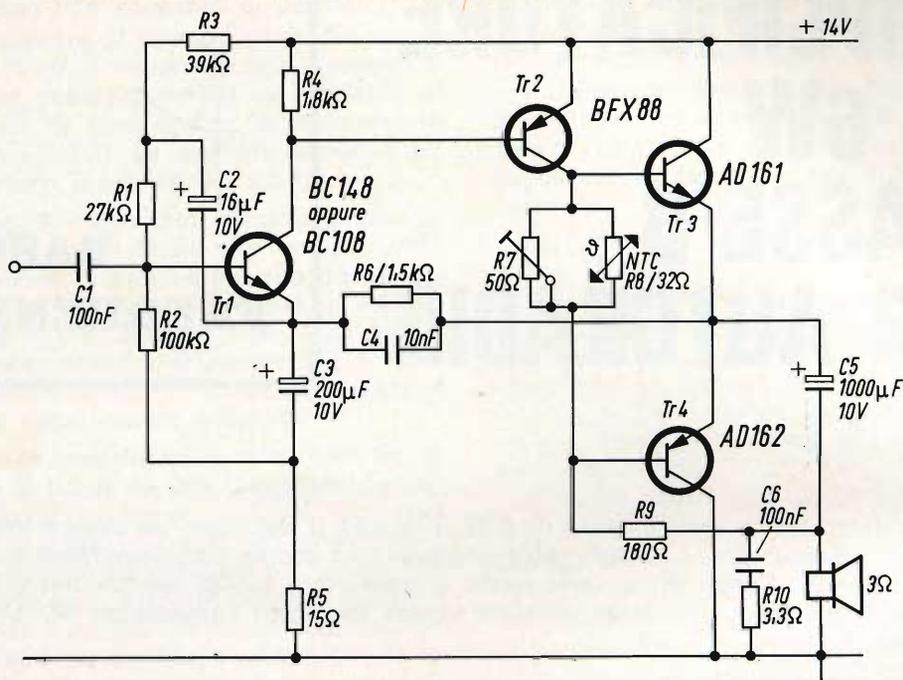



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore per autoradio da 6 W in classe B.

sione presente sugli emettitori di TR_3 e TR_4. L'elevato **guadagno dell'anello** del circuito mantiene costanti le leggere differenze esistenti tra queste due tensioni

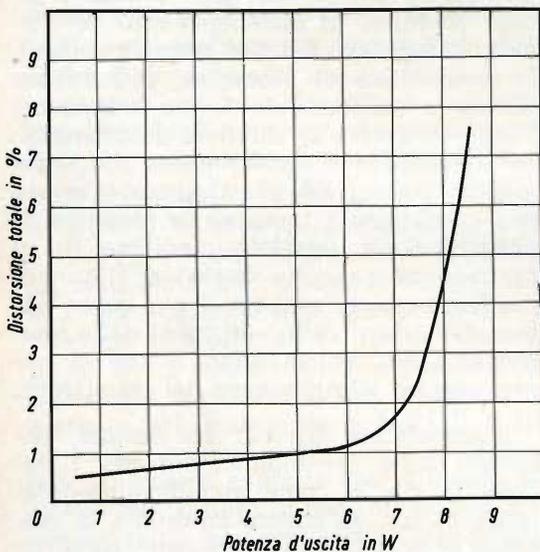



Fig. 2 - Distorsione complessiva totale in funzione della potenza di uscita dell'amplificatore.

in modo che la tensione presente sul punto di prelievo all'uscita, risulta definita, rispetto alla tensione di polarizzazione di TR_1, indipendentemente dalle variazioni delle caratteristiche dei transistori TR_1 e TR_2 e dalle variazioni nelle tolleranze dei valori di R_4, R_6, R_8 e R_9.

Il condensatore di disaccoppiamento C_2 presente nello stadio di ingresso è ritornato all'emettitore del transistore TR_1 al posto di essere collegato allo chassis. Lo scopo di questo accorgimento è duplice: innanzitutto ciò serve a neutralizzare l'effetto dell'alternata residua sulla tensione di alimentazione dell'amplificatore, e secondariamente allo scopo di aumentare la resistenza d'ingresso dell'amplificatore.

La controreazione viene riportata dall'uscita all'ingresso di TR_1 attraverso il resistore R_6. Il disaccoppiamento è effettuato dal condensatore C_3 il quale provvede ad eliminare la controreazione in c.c. fra questi due punti mentre una pic-

cola quantità di controreazione (regolabile) può essere riintrodotta mediante il resistore R_5, e ciò contribuisce a ridurre le differenze di guadagno e le variazioni nella distorsione.

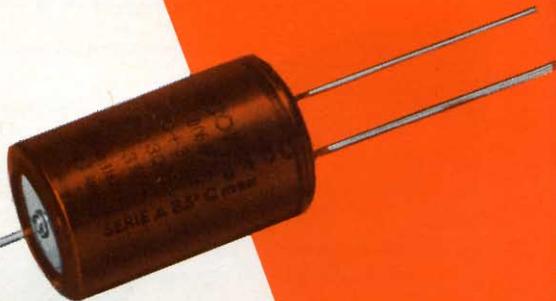
I componenti C_6 e R_{10} formano una **rete di Zobel** la quale come è noto viene inserita per proteggere i transistori finali.

Caratteristiche dell'amplificatore

Potenza di uscita (su un carico di 3 Ω)	6 W efficaci
Sensibilità alla massima uscita	52 mV
Risposta in frequenza a 3 W	da 74 a 10,6 kHz
Resistenza d'ingresso a 1 kHz	100 kΩ
Controreazione	20 dB
Distorsione per 6 W di uscita (vedi fig. 2)	1,2 %
Corrente di riposo nel solo stadio finale	30 mA
Corrente complessiva per 6 W di uscita	700 mA

Dissipatori di calore

La dissipazione nel transistore pilota ammonta a soli 350 mW e di conseguenza per questo transistore non è richiesto alcun dissipatore di calore. Impiegando rondelle di mica, ciascuno transistore finale può essere montato su un dissipatore di alluminio lucido dello spessore di 1,5 mm e avente una superficie di 16 cm².

per le più severe
esigenze di impiego
la nuova serie di
condensatori elettrolitici
FACON
per temperature
di funzionamento
fino a + 70°C
e a + 85°C
Una nuova
produzione con
nuovi e moderni
impianti,
caratterizzata
da lunga durata
e da alta
stabilità di
caratteristiche
elettriche
FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI
VARESE
Via Appiani, 14
Telefono: 22.501

Costruzione di un generatore di impulsi positivi e negativi

STRUMENTI E MISURE DI LABORATORIO

a cura di L. Biancoli

In questi ultimi anni abbiamo assistito ad un rapidissimo e sorprendente sviluppo delle applicazioni dell'elettronica al calcolo numerico: come tutti sanno, queste applicazioni sono state rese possibili dall'avvento della cosiddetta aritmetica binaria, mediante la quale è possibile trasformare qualsiasi numero in una espressione impiegante due sole cifre. Chi è in possesso di qualche nozione in questo campo particolare della elettronica, sa certamente che i due valori in gioco possono essere costituiti semplicemente da due valori di tensione, che — alternandosi tra loro secondo diverse sequenze e diverse combinazioni — permettono di registrare e di elaborare qualsiasi valore numerico decimale. Sotto questo aspetto risulterà certo evidente l'utilità di disporre di un generatore che possa fornire impulsi aventi la medesima ampiezza con due polarità opposte, mediante il quale è possibile controllare o comunque far funzionare i cosiddetti circuiti digitali.

Una volta acquisito il concetto fondamentale secondo il quale qualsiasi valore numerico può essere espresso mediante una sequenza secondo un ordine prestabilito di due diversi valori, è intuitivo che i suddetti due valori possono essere costituiti o dalla presenza e dall'assenza di una determinata tensione, oppure da due valori diversi di una stessa tensione, o ancora da due diverse polarità di un valore qualsiasi di tensione. In questo caso specifico, ci riferiamo appunto al fatto che — mediante un semplice accorgimento elettronico — è possibile produrre impulsi aventi una ampiezza ed una durata rigorosamente costanti, ma in modo tale che essi risultino disponibili con **due polarità opposte, costituendo** in tal modo i due valori necessari per elaborare qualsiasi cifra secondo i principi fondamentali dell'aritmetica binaria.

Nel corso degli esperimenti che vengono normalmente eseguiti agli effetti dello sviluppo, del collaudo e della messa a punto di circuiti logici facenti parte di un calcolatore elettronico, è assai utile — se non addirittura indispensabile — disporre di un'apparecchiatura che sia in grado di fornire impulsi o comunque segnali cosiddetti di **sgancio** (« trigger »). Una sorgente di questo tipo dovrebbe essere in grado di fornire impulsi di forma d'onda assai stretta, aventi un'ampiezza adeguata alle varie esigenze che si possono presentare, e di polarità sia **positiva,** sia **negativa,** con possibilità di scelta di quest'ultima mediante la semplice azione su di un apposito commutatore.

Il circuito illustrato alla **figura 1** risulta soddisfacente per un determinato numero di applicazioni. Come si può con-

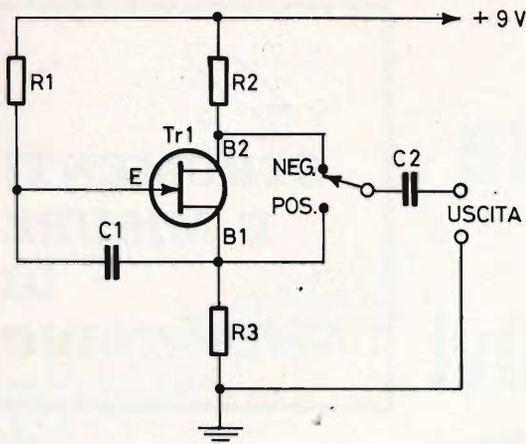



Fig. 1 - Questa è la forma più semplice di un generatore di impulsi positivi o negativi, impiegante un transistor a giunzione singola. La durata degli impulsi è relativamente notevole, sebbene questo tipo di circuito si presti a soddisfare alcune delle esigenze che normalmente si riscontrano nel campo dei circuiti digitali.

ELENCO DEI VALORI

R1 = 56		C1 = 0,022 μF
R2 = 4,7		C2 = 0,01 μF
R3 = 4,7		Tr1 = TIS43

statare, esso è basato sull'impiego di un transistor a giunzione singola (del tipo TIS43), di tre sole resistenze, di una capacità, e di un deviatore monopolare.

Delle caratteristiche di funzionamento del transistor a giunzione singola ci ciamo già occupati in varie occasioni, per cui riteniamo inutile insistere questa volta sul principio teorico in base al quale le oscillazioni vengono prodotte. Ci basti tuttavia sapere che le suddette oscillazioni si presentano sia sulla **base 1,** sia sulla base 2, e che le due oscillazioni disponibili ai due elettrodi citati sono naturalmente tra loro opposte di fase: di conseguenza, è del tutto intuitivo che spostando il commutatore in modo che esso prelevi il segnale di oscillazione ad impulsi o dalla base 1 (B1) o dalla base 2 (B2), gli impulsi disponibili all'uscita, ossia tra la massa ed il terminale destro della capacità C2, possono avere entrambe le due polarità possibili.

Come già si è accennato, l'ampiezza degli impulsi in tal modo prodotti risulta soddisfacente per numerose esigenze, e la realizzazione del dispositivo risulta abbastanza rapida e facile, tanto da poter essere tradotta in pratica anche da un momento all'altro, in caso di necessità di emergenza. La durata degli impulsi è però piuttosto elevata.

La **figura 2** illustra un altro tipo di circuito funzionante su di un principio analogo, sebbene le caratteristiche intrinseche siano piuttosto differenti. In esso, l'induttanza L1 (del valore di 50 mH), caratterizzata da un fattore di merito Q assai elevato, risulta collegata in serie al circuito della seconda base (B2) del transistor a giunzione singola, in sostituzione della resistenza R2 visibile nel circuito precedentemente considerato. La prima base (B1) e l'estremità inferiore del condensatore che stabilisce la durata degli impulsi, sono collegati a massa. Ogni qualvolta il transistor a giunzione singola entra in stato di conduzione, si verifica la produzione di un impulso **negativo** e di un impulso **positivo,** consecutivamente, che si manifestano sulla seconda base (B2). Oltre tali impulsi, si verificano però anche delle brevi oscillazioni parassite, che costituiscono il cosiddetto « ringing », la cui entità può però essere considerata trascurabile agli effetti pratici.

Adottando per i vari componenti i valori elencati nell'apposita tabellina, la ampiezza degli impulsi di polarità opposta può essere considerata approssimativamente eguale. Inoltre, dal momento che l'induttanza L1 viene a trovarsi praticamente in parallelo all'uscita (e ciò grazie al fatto che la sorgente di alimentazione a 9 V presenta un'impedenza interna assai ridotta), si verifica una inevitabile differenziazione, col risultato che entrambi gli impulsi di uscita risultano notevolmente stretti.

La semplice disposizione circuitale dei due diodi e del deviatore (costituito da un interruttore ad una sola via, due po-

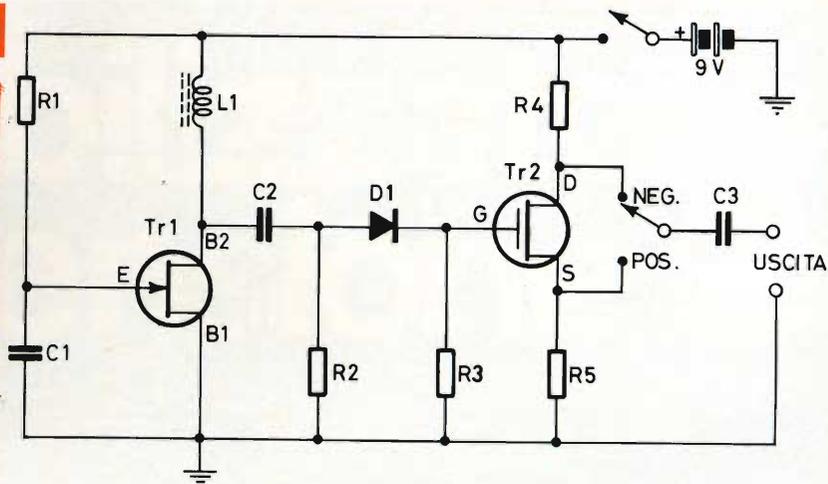



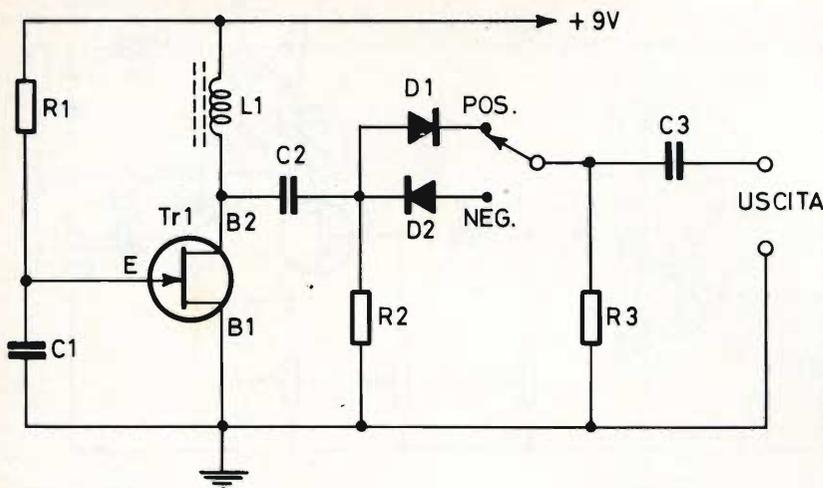
Fig. 2 - Con questo tipo di circuito, è possibile generare contemporaneamente impulsi negativi e positivi, la cui forma d'onda viene resa più nitida ad opera dell'induttanza L1, presente nel circuito della seconda base B2. L'inversione degli impulsi viene ottenuta come nel caso precedente tramite un deviatore, ma prelevando gli impulsi attraverso due diodi collegati in senso inverso uno rispetto all'altro, anziché prelevandoli dalle due basi separatamente.

sizioni), rende quindi possibile la disponibilità in uscita di impulsi positivi o negativi, a seconda della posizione in cui esso viene portato. In pratica; occorre considerare che gli impulsi a polarità doppia presenti sulla seconda base (B2) vengono applicati tramite la capacità C2 ai capi della resistenza R2. Di conseguenza, essi sono disponibili tra i due terminali di quest'ultima, con doppia polarità se la tensione viene considerata in riferimento alla linea isoelettrica che si trova al livello « zero » tra i due livelli di polarità opposta del segnale globale, così come si procede normalmente nei confronti di una corrente alternata di forma sinusoidale.

Ciò premesso, è abbastanza intuitivo che la variazione di polarità degli impulsi disponibili in uscita viene ottenuta semplicemente grazie alla diversa polarità dei diodi rettificatori D1 e D2. Il motivo particolare per il quale vengono usati dei diedi consiste nel fatto che — grazie alla loro attitudine a consentire il passaggio di una corrente elettrica in una sola direzione — questo sistema permette di disporre di impulsi positivi o negativi, a seconda della polarità del diodo scelto, mentre la tensione risulta completamente **assente** durante le alternanze, ossia durante gli impulsi, di polarità opposta.
Come si può osservare, gli impulsi che vengono scelti con una determinata polarità ad opera del deviatore vengono applicati direttamente ai capi della resistenza R3 che costituisce il vero e proprio carico del generatore di impulsi, dopo di che — tramite la capacità C3 — vengono resi disponibili in uscita.

Le caratteristiche di funzionamento e le prestazioni di questo tipo di circuito sono assai soddisfacenti, a patto che il carico applicato non sia eccessivo: in altre parole, questo tipo di generatore può rivelarsi di notevole utilità, a condizione però che il carico che impiega gli impulsi in tal modo prodotti, e che viene collegato direttamente ai morsetti di uscita, presenti un valore di impedenza relativamente elevato.

Se le resistenze R2 ed R3 presentano un valore sufficientemente alto, e se il carico è leggero, l'ampiezza degli impulsi di uscita può approssimarsi al livello della tensione con la quale l'intero dispositivo viene alimentato, e che — nel caso illustrato — ammonta esattamente a 9 V.

La **figura 3** illustra un terzo tipo di circuito, nel quale vengono usati soltanto

ELENCO DEI VALORI

R1	=	56
R2	=	10
R3	=	20
R4/5	=	4,7
C1	=	0,022 µF
C2	=	1.000 pF
C3	=	1.000 pF
Tr1	=	TIS43
Tr2	=	MPF157

Fig. 3 - Con l'aggiunta di un transistore del tipo « MOSFET », per la produzione di impulsi bipolari vengono usati soltanto gli impulsi variabili in senso positivo forniti da Tr1. La suddivisione della fase ad opera di Tr2 consente perciò una frequenza di ripetizione di 400 impulsi al secondo, con entrambe le polarità possibili.

gli impulsi variabili in direzione positiva disponibili sulla seconda base (B2) del transistor a giungione singola Tr1, in quanto il transistor Tr2 del tipo « MOSFET » è un semiconduttore appartenente alla categoria detta a canale « n ».

Gli impulsi di polarità negativa vengono soppressi ad opera del diodo D1.

Nella realizzazione sperimentale di questo tipo di circuito, è stato scelto il transistor « MOSFET » tipo MPF157 per lo stadio divisore di fase, a causa della sua attitudine ad elaborare segnali aventi il livello praticamente in gioco, e grazie inoltre al suo eccellente responso alle frequenze elevate, anziché a causa della sua elevata impedenza di ingresso. Quest'ultima — tuttavia — permette anche di esercitare nei confronti del transistor a giunzione singola un effetto di carico di tipo interamente resistivo.

Con questo circuito, la differenziazione si verifica ad opera di C2 e di R2, tanto quanto si verifica ad opera di L1. La frequenza di ripetizione degli impulsi è di circa 400 al secondo, mentre la durata degli impulsi stessi ammonta approssimativamente a 12 µs, mentre la loro ampiezza ammonta approssimativamente a 3 V.

Anche in questo caso, è evidente la disponibilità di impulsi delle due polarità alla base D ed alla base S di Tr2. La differenza rispetto al circuito precedente consiste nel fatto che l'inversione della polarità anziché essere ottenuta mediante due diodi collegati in opposizione di fase tra loro, viene ottenuta — sempre con l'impiego di un deviatore — prelevando gli impulsi di uscita alternativamente dalle due basi di Tr 2. Come nel caso precedente, tramite la capacità C3 gli impulsi aventi la polarità scelta vengono infine resi disponibili ai morsetti di uscita.

Impiegando qualsiasi semiconduttore del tipo « MOSFET », occorre adottare particolari precauzioni onde evitare di toccare il terminale facente capo all'elettrodo isolato, in quanto qualsiasi carica statica può distruggere il sottilissimo strato isolante che si trova all'interno del semiconduttore. Per questo motivo, è consigliabile tenere i tre terminali del semiconduttore in contatto diretto tra loro, fino all'istante esatto in cui essi devono essere saldati ai componenti ai quali devono far capo nel circuito.

Se con quest'ultimo tipo di circuito si desidera ottenere una frequenza di ripetizione degli impulsi di minor valore, è sufficiente aumentare il valore o della resistenza R1, oppure della capacità C1, apportando piccole variazioni di volta in

volta, finché si ottiene la frequenza desiderata.

Tutte e tre le apparecchiature descritte si prestano in definitiva ad una semplice e facile realizzazione, e sono in grado di svolgere parecchi compiti, a seconda delle esigenze che si possono presentare nella pratica di laboratorio quotidiana, quando si ha a che fare con calcolatori elettronici, elaboratori di dati, cervelli elettronici, ecc. Il lettore che volesse tradurre in pratica uno dei circuiti descritti, potrà quindi farlo con la certezza del pieno successo, rammentando che — grazie alle condizioni di funzionamento tutt'altro che critiche dei componenti usati — il dispositivo può essere racchiuso in un involucro di qualsiasi tipo, contenente naturalmente anche la batteria.

I tre esemplari sono tutti muniti di due interruttori, di cui uno per inserire la batteria di alimentazione, e l'altro per variare la polarità degli impulsi di uscita. Volendo, è sempre possibile realizzare questi circuiti con possibilità di variare la frequenza di ripetizione, attribuendo un valore variabile o alla resistenza R1 (cosa che può essere ottenuta sostituendolo con un potenziometro di valore adatto, e conseguendo in tal modo la variazione senza soluzione di continuità della frequenza entro una gamma prestabilita). In tal caso — ovviamente — occorre predisporre in serie al potenziometro una resistenza di valore ridotto (pari ad esempio almeno a 500 ohm) onde evitare che — nella posizione corrispondente alla frequenza massima — la resistenza tra la linea di alimentazione superiore e l'emettitore del transistor a giunzione singola risulti nulla.

Un altro sistema potrebbe invece consistere nell'adottare diversi valori per la capacità C1, inseribili alternativamente mediante un commutatore rotante. In tal caso, le varie capacità inseribili tramite il suddetto commutatore potrebbero essere provviste ciascuna di un « trimmer » in parallelo, attraverso il quale sarebbe possibile attribuire alle varie posizioni del commutatore valori di frequenza che possono essere stabiliti in precedenza e con una certa esattezza.

Grazie a un nuovo metodo di progettazione è stato possibile ridurre la capacità di controreazione a un valore inferiore a 0,2 pF, portando quasi a zero la capacità dell'area di contatto per mezzo di uno schermo integrato. Tale schermo è costituito da una zona drogata P, diffusa sotto il contatto di base contemporaneamente alla base.

Collegando quest'area con l'emettitore per mezzo di una sottile striscia di metallizzazione, la capacità del contatto viene divisa in due parti, una delle quali in parallelo con l'ingresso e l'altra in parallelo con l'uscita. In questo modo la capacità può essere inclusa nei circuiti accordati d'ingresso e uscita. Oltre a ciò, la capacità del contenitore è stata diminuita scambiando il filo di base con quello di emettitore. E' stato pure possibile diminuire la capacità della giunzione base-collettore riducendo l'area di base.

L'amplificatore RF/IF BF 251 è ideale per applicazioni negli stati controllati in guadagno di amplificatori per MF televisivi ed è un'ottima soluzione per stadi tuner VHF. Oltre a una bassa capacità di controreazione, a un alto guadagno e a un basso rumore, il BF 251 è caratterizzato da un'ampia gamma di AGC (oltre 30 dB), da una modulazione incrociata molto bassa e da un'alta impedenza d'ingresso.

Anche il BF 270 trova la sua principale applicazione in stadi di MF controllati in guadagno in ricevitori televisivi in bianco e nero e a colori, poiché presenta un'alta impedenza d'ingresso e di uscita e un ottimo controllo di guadagno in diretta.

Il BF 271 è stato progettato per stadi video, presentando soprattutto un'alta linearità, la possibilità di segnali d'ingresso elevati e un'alta stabilità.

Si descrive l'interessante processo tecnologico impiegato per la costruzione del cinescopio a maschera attualmente impiegato in tutti i televisori a colori.

TELEVISIONE A COLORI

NASCITA DI UN CINESCOPIO PER TELEVISIONE A COLORI

I parte

di L. Cascianini

In tutti i televisori attualmente in funzione nel mondo viene impiegato un cinescopio che, per il suo particolare funzionamento, viene chiamato **a maschera forata**. Il sistema di fabbricazione di questo cinescopio è il più complicato fra tutti gli altri sistemi di fabbricazione impiegati per la realizzazione dei componenti presenti in una apparecchiatura per uso civile.

Le prime informazioni riguardanti questo cinescopio a colori ci furono fornite dalla RCA all'incirca nel 1940. Data l'estrema complicatezza della sua fabbricazione, non si sarebbe mai pensato allora che esso potesse essere fabbricato in futuro in grandi serie come effettivamente attualmente avviene. I problemi di natura tecnologica che allora sembravano difficilmente solubili appaiono oggi relativamente facili grazie sia alla ormai acquisita lunga esperienza nella fabbricazione dei cinescopi bianco e nero sia ai notevoli progressi fatti nel campo della chimica e della tecnologia. Ovviamente, la precisione meccanica ed elettrica richiesta per la fabbricazione dei cinescopi a colori non è in nessun modo paragonabile a quella necessaria per la fabbricazione dei cinescopi in bianco e nero.

Principio di funzionamento del cinescopio a maschera

Il funzionamento del cinescopio a maschera forata è stato ampiamente descritto in molti articoli di questa rivista, e pertanto, ci limiteremo ora ad accennare soltanto a quelle cose che sono necessarie alla completa comprensione di quanto diremo.

Il funzionamento del cinescopio a maschera è basato sul principio della tricromia in base al quale sono sufficienti tre soli colori fondamentali, e cioè , un rosso, un verde e un blu opportunamente mescolati per ottenere tutti gli altri colori esistenti in natura. Lo schermo del cinescopio a colori è formato infatti da un gran numero di sorgenti luminose **puntiformi** di colore rispettivamente rosso, verde e blu. La variazione dell'**intensità** luminosa di queste minuscole sorgenti di luce nei tre colori fondamentali è effet-

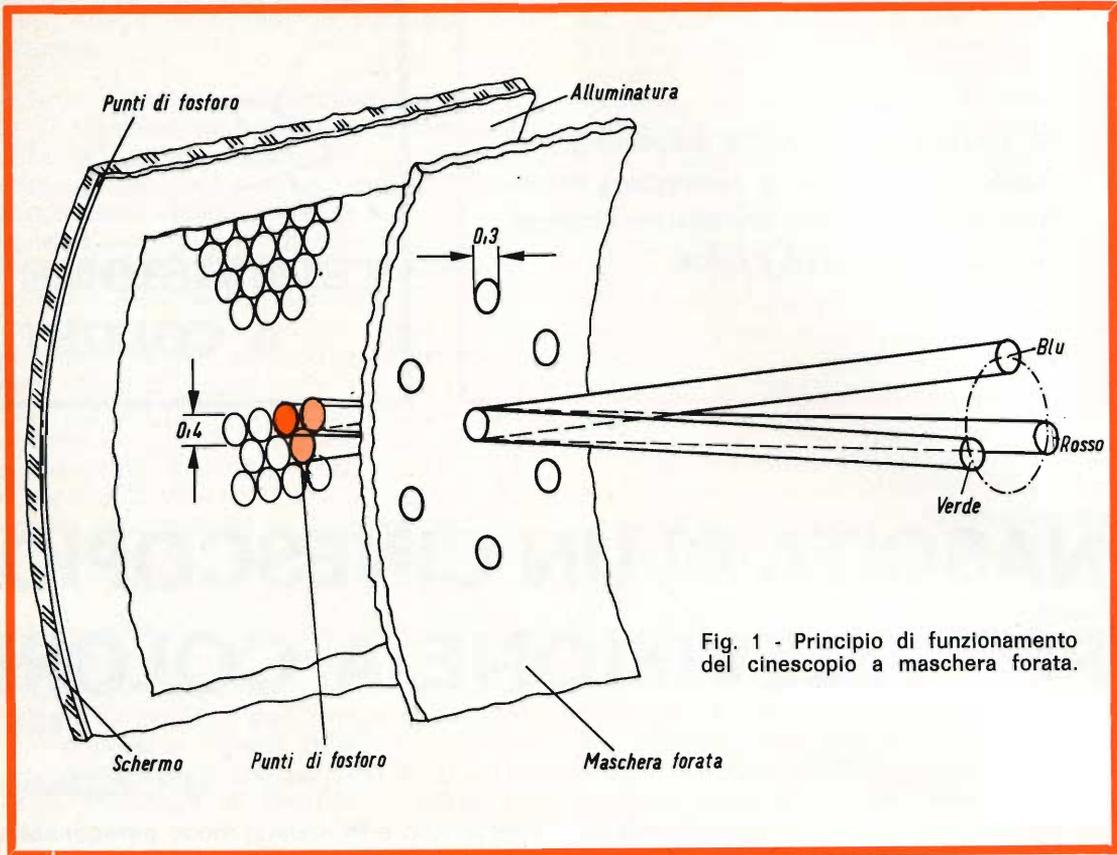
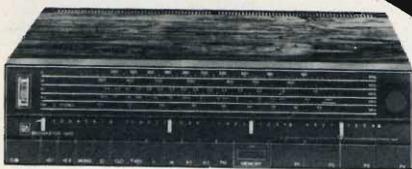



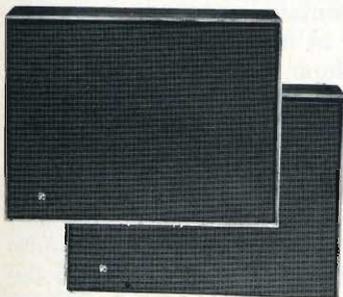
Fig. 1 - Principio di funzionamento del cinescopio a maschera forata.

tuata da tre fascetti di elettroni regolati nella loro intensità da tre rispettivi segnali video. La **mescolazione** delle luci primarie avviene nell'occhio dello spettatore il quale, stando ad una certa distanza, non è in grado di vedere singolarmente i vari puntini colorati. Ciò che esso, in realtà, percepisce è la mescolazione delle varie loro tre intensità luminose, e di conseguenza, il **nuovo colore** che da questa mescolazione deriva. Per assicurare che, per esempio, il fascetto emesso dal cannone del rosso vada a colpire durante tutto il moto di scansione di questo fascetto sempre i puntini di fosforo rosso, viene posta, a pochi millimetri dallo schermo, una lastra di lamiera piena di fori. Questa lastra piena di fori viene chiamata **maschera forata** ed è quella che dà appunto il nome al cinescopio il quale viene chiamato **cinescopio a maschera forata**. Di fronte a ciascun foro della maschera si trovano tre puntini di fosforo rispettivamente rosso, verde e blu disposti ai vertici di un triangolo equilatero (triade di fosfori). Per esempio, nel cinescopio da 25" tipo A63120X (Philips) troviamo una maschera forata con circa 400.000 fori, e di conseguenza, per quanto detto sopra, i puntini di fosfori rispettivamente di colore rosso, verde e blu saranno complessivamente 1.200.000. Il diametro di un foro della maschera ammonta a 0,3 mm. Tra i centri di due fori come pure fra centri di due triadi esiste una distanza di circa 0,7 mm. I cannoni elettronici sono tre, e sono disposti a 120° uno dall'altro nel collo del cinescopio. L'asse di ciascun cannone è inclinato leggermente verso l'asse centrale del cinescopio per cui, nei fori al centro della maschera, i tre fascetti di elettroni possono **convergere** in corrispondenza dei fori della maschera e riemergere, andando a colpire ciascuno il rispettivo puntino di fosforo. Come già detto, i fascetti di elettroni sono regolati nella loro intensità dai rispettivi segnali dei colori primari applicati tra catodo e griglia di ciascun cannone.

Beomaster 1400 M

Interamente transistorizzato
Decoder stereo incorporato
Potenza di uscita musicale per canale: 20 W
Risposta di frequenza: 30 ÷ 25.000 Hz ± 1 dB
Distorsione armonica: 1%
Impedenza: 4 Ω
Entrata di antenna: FM 75 Ω
Alimentazione: 110 ÷ 240 V - 50/60 Hz
Dimensioni: 414 x 252 x 112
ZA/0694-00

ELEGANTE IMPIANTO STEREO

1 beomaster 1400 M

1 beogram 1000 V

2 beovox 1600

Giradischi stereo « B.&O. »
Beogram 1000 - V

3 velocità
Corredato di cartuccia tipo SP 7
Alimentazione: 220 V - 50 Hz
Dimensioni con coperchio: 358 x 308 x 160
RA/0330-00

Diffusore « B.&O. »
Beovox 1600

Potenza nominale 15 W
Campo di frequenza: 50 ÷ 20.000 Hz
Altoparlanti impiegati: 1 woofer - 1 tweeter
Impedenza: 4 Ω
Dimensioni: 440 x 330 x 100
AA/5576-00 in Tek
AA/5578-00 in palissandro

GARANZIA ● QUALITA' ● GIUSTO PREZZO

Fig. 2 - Parti componenti dell'ampolla. A sinistra, si vede lo schermo con inserita la maschera forata, a destra si vede la parte conica con il collo.

Componenti del cinescopio a maschera forata

Il cinescopio a maschera forata è formato essenzialmente dai seguenti componenti:

1) **Ampolla**, costituita, a sua volta, da uno schermo, una parte conica (cono e un collo).
2) **Una maschera forata** munita di cornice alla quale sono applicate le molle di fissaggio allo schermo del cinescopio.

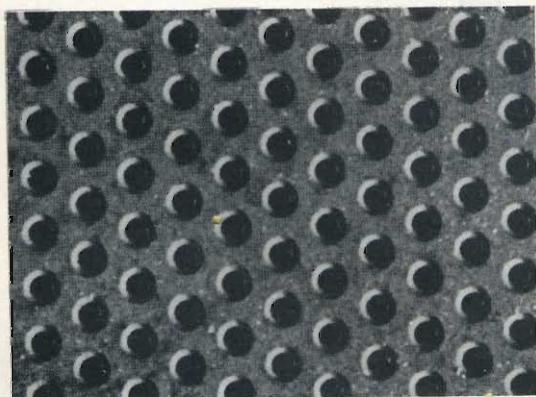



Fig. 3 - Come appare la maschera forata vista dalla parte dello schermo luminescente. L'ingrandimento è notevole.

3) Un sistema per la **formazione dei fascetti di elettroni** costituito da tre cannoni elettronici.
4) Un sistema **antiimplosione** costituito da una banda o nastro metallico (disposto intorno alla saldatura tra schermo e parte conica dell'ampolla) al quale sono applicate 4 orecchiette con foro che servono a fissare il cinescopio al mobile del televisore.

L'ampolla

Lo schermo e il cono con il collo vengono prodotti separatamente. **Questi due componenti diventano una cosa sola soltanto dopo che si è formato lo strato luminescente e dopo che è stata applicata la maschera forata.** Si deve subito far presente che l'unione tra lo schermo e l'ampolla non può essere fatta mediante **fusione** come normalmente avviene per le stesse parti dell'ampolla in un cinescopio bianco e nero. Ciò, per il fatto che le elevate temperature che si raggiungono durante questi processi di fusione danneggerebbero irrimediabilmente lo schermo luminescente, ed inoltre, con il sistema della unione mediante saldatura non si potrebbero raggiungere quella elevata precisione necessaria all'atto dell'unione tra queste due componenti. Pertanto, queste due parti dell'ampolla vengono unite

tra di loro non con un processo di fusione ma con un **sistema di saldatura**, effettuato con estrema precisione. Ciò è possibile in quanto queste due parti sono munite di punti di riferimento ricavati mediante molatura. Questi punti si trovano in corrispondenza dell'asse centrale dello schermo, e con una precisione dell'ordine del decimo di millimetro. Inoltre, i punti situati su i due bordi rispettivamente dello schermo e dell'ampolla non servono soltanto all'atto della saldatura di questi due componenti ma anche durante, per esempio, l'operazione di formazione dello schermo luminescente e la sistemazione dei tre cannoni elettronici all'interno del cinescopio. Il processo di saldatura deve dare all'ampolla del cinescopio a colori quella stessa robustezza caratteristica delle ampolle dei cinescopi bianco e nero.

La maschera forata

La maschera forata è costituita da un foglio di lamiera laminata a freddo avente uno spessore di 0,15 mm. È stato scelto questo materiale per il fatto che esso è facilmente « lavorabile » dal punto di vista chimico, ed inoltre, è molto malleabile in quanto si può dare ad esso la forma voluta. La formazione dei fori su questa lastra di lamiera viene fatta con un processo **chimico-fotografico**. Per prima cosa si provvede a depositare su entrambe le facce della lastra di lamiera un sottile strato di sostanza foto-sensibile. Su entrambe queste due facce si applica successivamente una specie di negativo fotografico contenente la disposizione dei fori che la maschera ultimata dovrà avere. Successivamente la lastra di lamiera viene esposta alla luce. In una fase successiva, tolti i negativi fotografici, entrambe le facce della lastra vengono lavate allo scopo di eliminare la sostanza luminescente che non è rimasta « attaccata » alla lastra e che corrisponde ai fori da praticare sulla lastra medesima. A questo punto, la lastra viene sottoposta ad un attacco chimico (mordenzatura) che ha luogo soltanto in corrispondenza dei fori presenti sullo strato foto-sensibile. Le cose sono disposte in maniera per cui la forma di questi fori non sia **cilindrica ma conica**, con il diametro maggiore rivolto verso lo schermo luminescente.

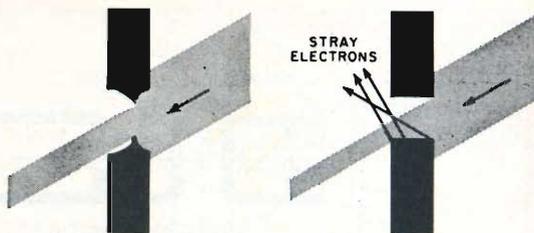



Fig. 4 - Se i fori della maschera fossero cilindrici e non conici si avrebbe una notevole produzione di elettroni secondari che produrrebbero colorazioni spurie sullo schermo del cinescopio.

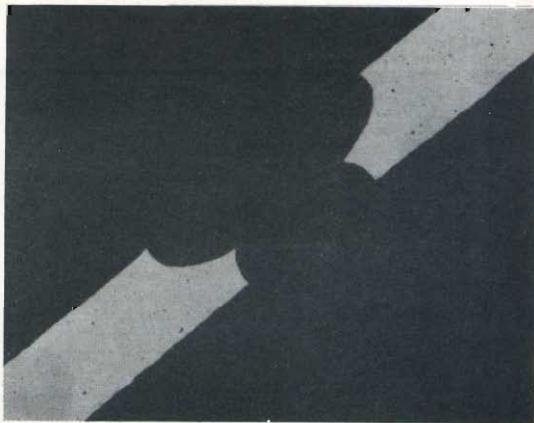



Fig. 4 a - Particolare ingrandito della fig. 4.

Questo accorgimento tende a ridurre al minimo gli **elettroni secondari** prodotti all'atto dell'entrata del fascetto nel foro. Questi elettroni secondari produrebbero luminescenze indesiderate.

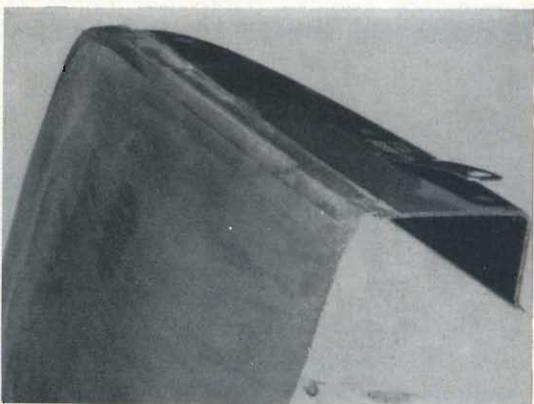



Fig. 5 - Visione parziale della cornice che avvolge la maschera forata e di una molla a balestra che serve a fissare la maschera allo schermo.

Elettrodo della griglia schermo (300 V)
Anodo
Getter
Elettrodo focalizzatore (4,2.... 5 kV)
inclinazione circa 1°
Elettrodi di pilotaggio (circa 100 V)
Formatore convergenza (25 kV)
n_2
n_1
n_3
allo schermo
$n_1 < n_2 < n$

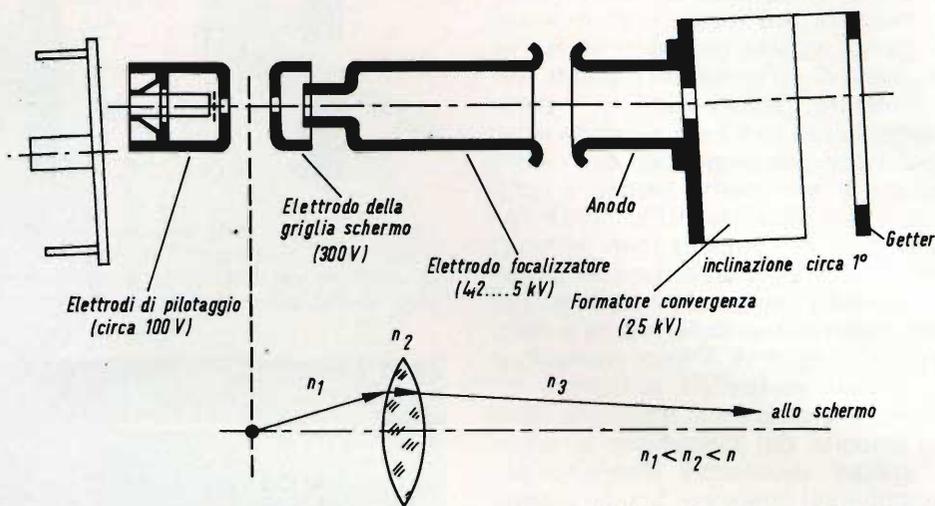



Fig. 6 - Principio di funzionamento di un cannone elettronico a lente focalizzatrice.

Il diametro dei fori misura 0,3 mm soltanto al centro della maschera; esso tende a diminuire man mano che ci si avvicina ai bordi della medesima. Questo accorgimento è necessario per fare in maniera che ciascun fascetto di elettroni vada a colpire il rispettivo puntino di fosforo anche quando il fascetto si trova ai bordi della maschera. Dopo avere effettuato i fori sulla lastra di lamiera con il sistema di attacco chimico in precedenza descritto si dà alla lastra di lamiera la curvatura richiesta. Quest'ultima deve naturalmente seguire punto per punto la curvatura interna dello schermo del cinescopio. Effettuata la curvatura della lastra di lamiera mediante uno stampo si provvede a munire la maschera così incurvata, di una specie di telaio che serve a mantenere alla maschera la curvatura data.

Su questo telaio vengono successivamente saldate tre molle a balestra disposte a triangolo che servono a fissare la maschera allo schermo del cinescopio.

Fatto ciò, si provvede ad annerire la maschera con un processo di ossidazione. Questo annerimento è necessario per fare in maniera che la maschera possa smal-

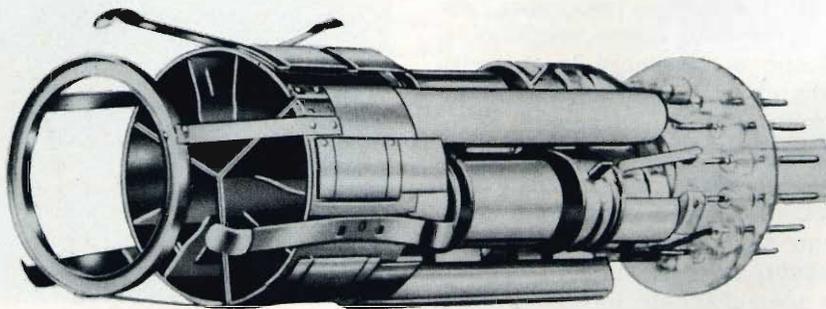



Fig. 7 - Come si presenta l'insieme dei tre cannoni elettronici presenti in un cinescopio a maschera.

tire in un tempo molto breve, il calore che in essa si forma in seguito al bombardamento degli elettroni. Come è noto, la trasparenza della maschera alla luce, e quindi agli elettroni, è solo il 17 %; ciò significa che l'83 % degli elettroni **colpiscono direttamente la maschera** producendo su di essa del calore, e che solo il 17 % l'attraversano andando a colpire i puntini di fosforo. In seguito al bombardamento degli elettroni, la dissipazione di calore sulla maschera ammonta a circa 30 W per il fatto che questi elettroni sono accelerati con una tensione di 25 kV e che la loro corrente complessiva ammonta a 1,2 mA. Si comprende quindi che, se non si effettuasse questo annerimento della lastra, la maschera stessa, sotto il perdurare di questo calore, si deformerebbe producendo quell'inconveniente noto come impurezza di colore.

cannoni elettronici

Il cinescopio a maschera forata per televisione a colori in realtà, **non è altro che la riunione di tre differenti cinescopi, bianco e nero**, uno per ciascuno dei tre colori primari. Esso pertanto possederà tre distinti cannoni elettronici. Questi

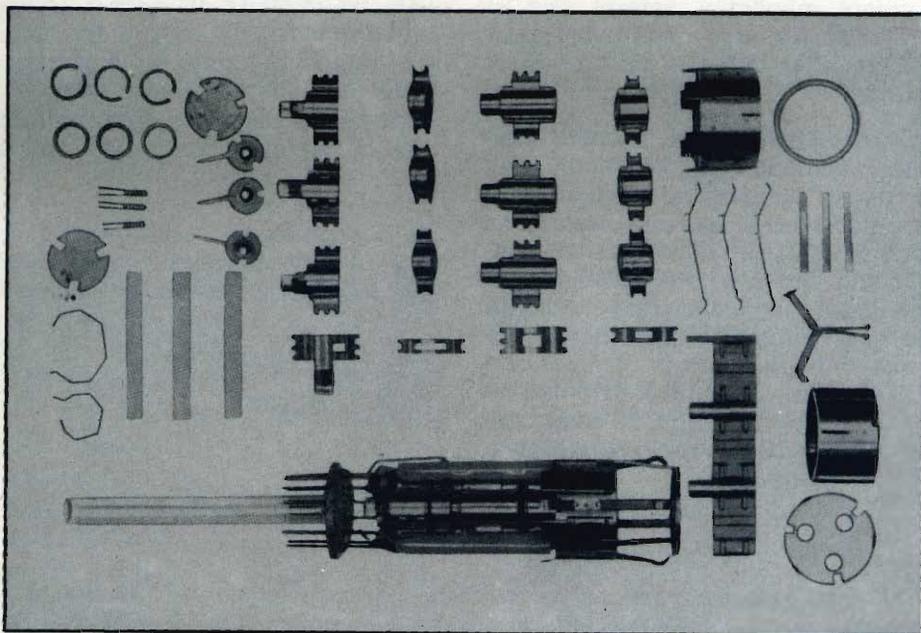



Fig. 8 - Visione completa dei singoli componenti che formano i tre cannoni elettronici di un cinescopio a maschera forata.

cannoni elettronici, a differenza di quelli impiegati per i cinescopi per il bianco e nero, hanno sistemi elettronici **con lente di accelerazione**. Ciò significa che la focalizzazione di ciascuno fascetto elettronico avviene ad una velocità corrispondente ad una tensione anodica di 25 kV.

In questo caso, la tensione sull'elettrodo che costituisce la lente focalizzatrice ammonta a circa 4,6 kV. Questo fatto porta il vantaggio che la differenza di tensione, rispetto all'anodo, ammonta soltanto a 20 kV.

Le intensità del campo elettrico tra un elettrodo e l'altro risultano pertanto più basse, e i tre sistemi elettrodici possono essere riuniti nel collo dell'ampolla che, come è noto, ha un diametro di soli 36 mm.

Ciascun cannone elettronico è formato essenzialmente da questi componenti:

1) il catodo con il filamento riscaldatore
2) cilindro di Wehnelt (griglia 1) detto anche elettrodo di controllo
3) griglia schermo (griglia 2)

4) elettrodo focalizzatore (griglia 3)
5) anodo
6) espansioni polari per la convergenza.

Sulle espansioni polari che si trovano all'estremità di ciascun cannone elettronico si trova una tensione uguale a quella presente sull'anodo. Queste espansioni polari sono formate di materiale ferromagnetico e sono configurate in maniera che su ciascuna di esse può passare il fascetto elettronico del sottostante cannone elettronico. In questo modo, ciascun fascetto può essere facilmente influenzato da campi magnetici posti intorno al collo del cinescopio. Come è noto, questi campi magnetici esterni che si chiudono ciascuno nella rispettiva espansione polare sono prodotti dalla unità di convergenza.

Complessivamente, i tre cannoni elettronici sono composti da 127 singoli componenti; questi componenti vengono prodotti con macchine di estrema precisione e vengono montati con dime e calibri speciali. Ciascun cannone, una volta ultimato, viene riunito agli altri due mediante asticelle di vetro sinterizzato, e durante questo assiemaggio, si fa in maniera che l'asse di ciascun cannone elettronico risulti inclinato di 1° rispetto all'asse centrale del futuro cinescopio. Successivamente, si procede a collegare i singoli elettrodi di ciascun cannone sui terminali presenti nel fondello di vetro dal quale fuoriescono e costituiscono i piedini dello zoccolo del cinescopio. Il collegamento dei vari elettrodi ai terminali del fondello avviene mediante strisciette metalliche saldate elettricamente. I terminali di uscita sul fondello sono 12. Al centro del fondello si trova un foro a cui è collegato un tubetto di vetro che servirà, in un secondo tempo, al collegamento alla macchina che produrrà il vuoto nell'ampolla del cinescopio. Dalla parte opposta dei tre cannoni elettronici, e precisamente, in corrispondenza delle espansioni polari si trovano tre mollette disposte a triangolo che servono per la centratura dell'insieme dei tre cannoni nel collo del cinescopio. Esattamente, queste mollette fanno in maniera che l'asse centrale dei tre sistemi elettrodici coincida con l'asse centrale del collo dell'ampolla. Sempre su questa estremità è posto un anello nel quale viene depositata una certa quantità di bario che, in sede di vuotatura dell'ampolla del cinescopio, servirà a produrre il vuoto completo all'interno dell'ampolla del cinescopio. L'accensione del bario avviene mediante riscaldamento con correnti di radio frequenza.

(continua)

Nell'ambito dello sviluppo delle telecomunicazioni intercontinentali, alle quali sono particolarmente interessate tutte le nazioni europee, i paesi scandinavi — Svezia, Norvegia, Danimarca e Finlandia — hanno deciso di realizzare una propria stazione terrena che consentirà loro, tramite un satellite Intelsat, il collegamento telefonico e televisivo con l'America.

La stazione, la cui entrata in funzione è prevista per l'estate del 1971, sorgerà a Tanun, 100 km circa a nord di Göteborg.

Il contratto, per un importo di 1750 milioni di lire, è stato stipulato a Stoccolma dalla STS S.p.A., Consorzio per Sistemi di Telecomunicazioni via Satellite, del quale fanno parte la Società Italiana Telecomunicazioni Siemens e la Sirti, del Gruppo IRI-STET, e la Società Generale di Telefonia ed Elettronica.

L'STS S.p.A., costituito nel 1967, ha fornito all'Argentina la stazione di Balcarce, entrata in funzione lo scorso anno, ha installato in Uganda una stazione mobile, grazie alla quale è stato possibile seguire la visita del Papa in Africa, e metterà in servizio nel prossimo mese il complesso antenna « C » che collegherà la stazione del Fucino della società Telespazio con l'Estremo Oriente.

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

di G. Binelli

L'ABC DELLA ELETTRONICA

Vediamo in questo articolo l'impiego del circuito integrato TAA 241 come amplificatore operazionale, riportando qualche esempio e qualche consiglio per l'impiego pratico.

Attualmente gli amplificatori operazionali vengono fabbricati sotto forma di circuito integrato. Esiste un numero considerevole di amplificatori operazionali di tutte le marche di costruttori che fabbricano semiconduttori e circuiti integrati.

Noi prenderemo come esempio pratico il tipo TAA 241 fabbricato dalla Philips. L'amplificatore operazionale si realizza aggiungendo al circuito integrato qualche elemento esterno. L'insieme completo necessita di una sorgente unica o due sorgenti di alimentazione e naturalmente la sorgente dei segnali da applicare all'ingresso.

In fig. 1 è riportato lo scnema di questo circuito integrato. Dal contenitore fuoriescono otto fili di collegamento.

In fig. 2a è riportato lo schema di collegamento dei fili nel caso della versione con contenitore TO-99 e in fig. 2b nel caso della versione con contenitore TO-91.

Sulle due figure, si è indicato l'ingresso V_1 (+), l'ingresso V_1 (—) e l'uscita V_0. Il punto M è il punto di massa a 0 V. Il punto V_{cc} o + V_{cc} è il punto di collegamento della tensione di alimentazione continua positiva. Il punto V_{FE} o — V_{EE} è quello di collegamento della tensione continua di alimentazione negativa.

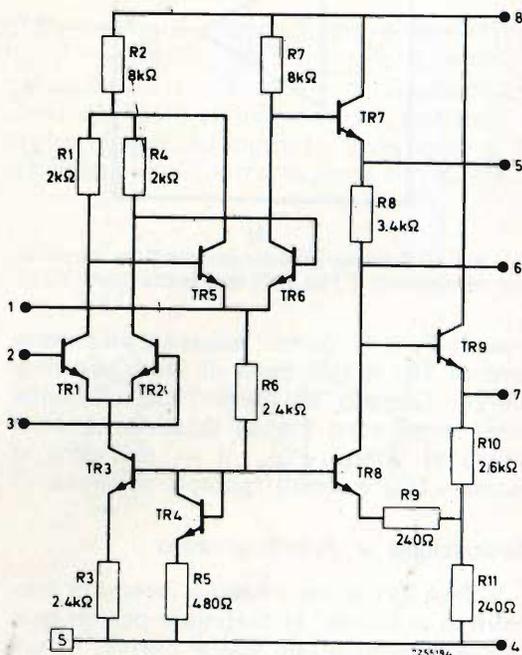



Fig. 1 - Schema elettrico del circuito integrato TAA 241.

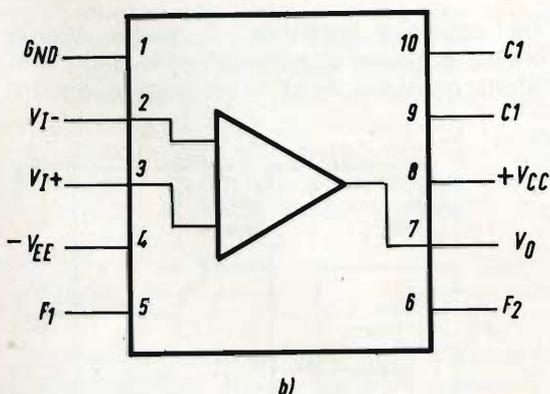
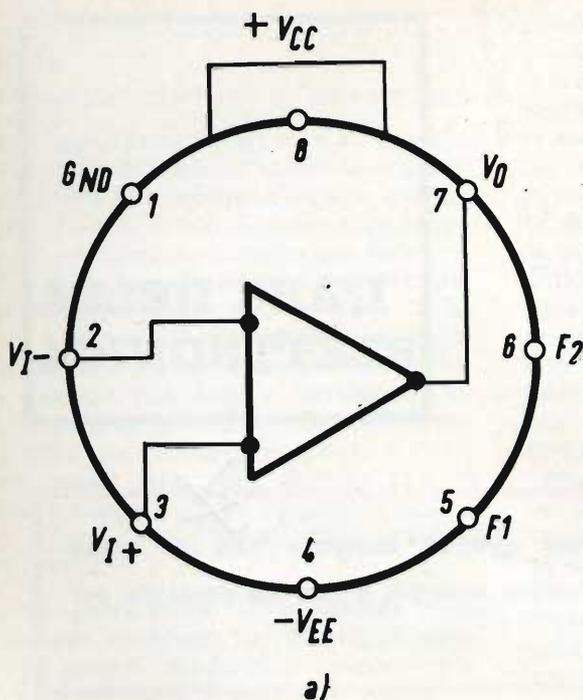



Fig. 2 - a) Schema di collegamento dei terminali con contenitore TO 99 e b) con contenitore TO 91.

I punti F_1 e F_2 danno accesso all'emettitore di TR_7 e alla base di TR_9 rispettivamente. Quando si hanno due alimentazioni, esse sono messe in serie, il + di una è al punto $+ V_{cc}$, il — dell'altro al punto $— V_{EE}$ e i poli restanti a massa.

Descrizione e funzionamento

Il TAA 241 è un circuito integrato monolitico al silicio. Si distingue per un guadagno elevato e una bassa deriva. Il funzionamento del circuito (fig. 1) può essere spiegato come segue: lo stadio d'ingresso è formato da un amplificatore differenziale, le caratteristiche dei transistor TR_1 e TR_2 non differiscono di molto fra di loro poiché gli strati sono posti molto vicini gli uni agli altri su un substrato comune.

Questo permette di ottenere delle basse tensioni e correnti di scarto e delle derive termiche minime. L'impiego del transistor TR_3 come sorgente di corrente (400 μA) nel ramo comune degli emettitori di TR_1 - TR_2 assicura un forte tasso di reiezione del modo comune.

Il transistor TR_6 collegato come diodo fa parte del circuito partitore di tensione sulla base di TR_3. Esso serve a compensare le variazioni della tensione base-emettitore di TR_3 che potranno essere causate da variazioni di temperatura.

Il transistor TR_4 ha un guadagno di tensione —1 benché la tensione di uscita totale del primo stadio si trova applicato al transistor TR_5, convertendo così i due segnali d'ingresso differenziale in un solo segnale.

Il gruppo di transistor TR_7, TR_8 e TR_9 costituisce lo stadio di uscita. Una reazione positiva viene applicata, attraverso R_{11} e R_9 e a partire dall'uscita, all'emettitore del transistor TR_8 che amplifica il segnale. Questa reazione aumenta a sua volta il guadagno e l'escursione dinamica della tensione di uscita.

Una delle funzioni dello stadio di uscita è, in effetti, di assicurare che nello stato di riposo (vale a dire senza segnale all'ingresso) la tensione di uscita dell'amplificatore sia nulla anche se la base di TR_7 è portata a una polarizzazione positiva. L'impedenza di uscita di questo stadio è di 200 Ω circa.

Si vede che questa impedenza è di basso valore ma esso non può essere nullo come nel montaggio ideale.

Vediamo ora le caratteristiche del TAA 241 valide per una temperatura ambiente di 25° C e per delle tensioni di alimentazione $+ V_{cc}$ di + 12 V e $— V_{EE}$ di — 6 V.

I dati tecnici massimi assoluti sono:
Gamma di temperatura di immagazzinamento I_{stg}: — 65/+ 150° C

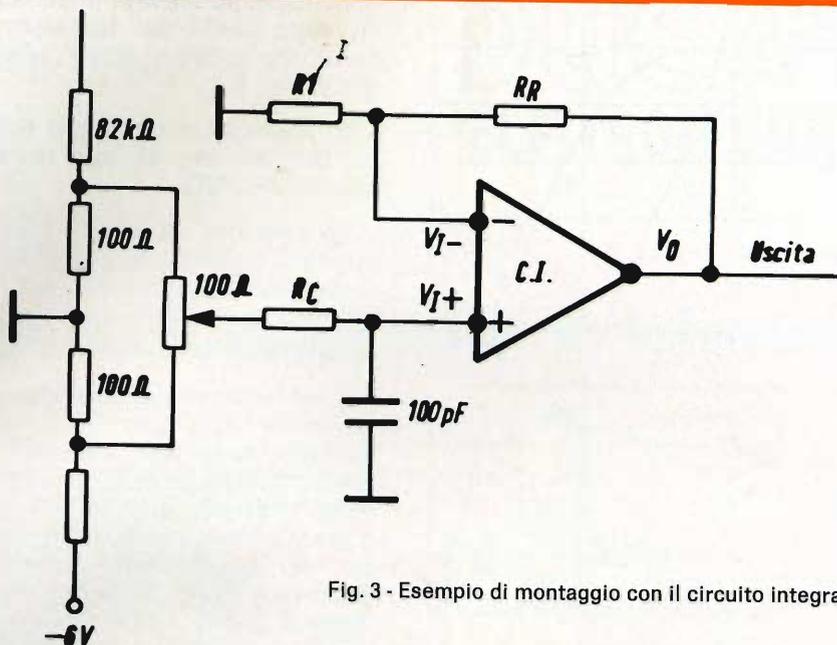



Fig. 3 - Esempio di montaggio con il circuito integrato.

Gamma di temperatura di funzionamento T_{amb}: 0/+70° C

Tensione di alimentazione fra i collegamenti $+V_{cc}$ e $-V_{EE}$: 21 V

Tensione di ingresso in modo comune V_{IMC}: da — 6 V a + 1,5 V

Tensione di ingresso differenziale V_{Id}: ± 5 V

Corrente di uscita (valore di picco): 50 mA

Potenza dissipata: 300 mW

Il circuito è montato in un contenitore TO99 (o in TO91).

Impiego pratico del circuito integrato

Per rimediare alle imperfezioni dell'amplificatore operazionale reale, si possono usare dei dispositivi speciali. La tensione di scarto d'ingresso è stata definita: C_2 - C_1 differenza fra le tensioni agli ingressi invertitori e non invertitori. Nel caso reale, se C_2 - C_1 è nullo, C_0, la tensione di uscita non è più nulla.

Per compensare, si applica a uno degli ingressi una tensione prelevata sulla tensione di uscita.

Un esempio di montaggio è quello di fig. 3, regolando con l'aiuto del potenziometro da 100 Ω, la tensione di polarizzazione applicata all'ingresso V_{I+} non invertitrice mentre all'ingresso invertitore V_{I-} si effettua una controreazione con R_R e R_I.

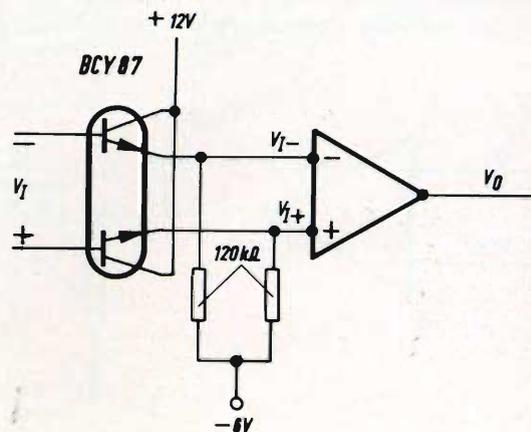



Fig. 4 - Esempio di circuito con elevata impedenza d'ingresso.

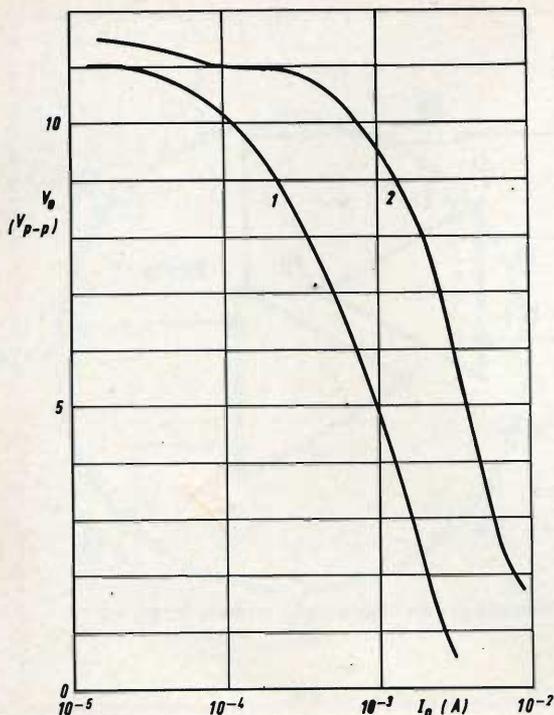



Fig. 5 - Curve di funzionamento del circuito integrato.

Quando la regolazione è ben fatta, la tensione di uscita V_0 deve essere nulla. Questa regolazione si può effettuare a diverse temperature. Si è detto che l'impedenza d'ingresso ideale deve essere infinita. Si può, in ogni caso, realizzare una impedenza d'ingresso maggiore di quella esistente, da 10 kΩ a 30 kΩ nel caso del TAA 241 facendolo precedere da uno stadio ad elevata impedenza d'ingresso.

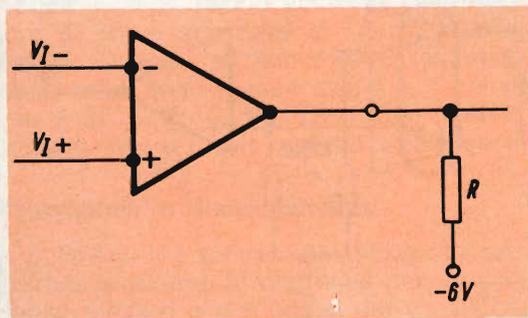



Fig. 6 - Variante per aumentare la corrente di uscita.

I circuiti ad elevata impedenza d'ingresso sono quelli dei transistor montati a collettore comune come mostra lo schema di fig. 4.

Si impiega un transistor doppio NPN tipo BCY 87 che dà una impedenza d'ingresso di 1 MΩ.

La tensione di scarto può essere aumentata o diminuita da quella del BCY 87 il cui valore tipico è di 1 mV.

Aumento della corrente di uscita

Come mostra la disposizione di fig. 1, lo stadio di uscita dell'amplificatore è formato da un solo emettitore asservito. Siccome è desiderabile diminuire la potenza dissipata nell'amplificatore, si può ottenere una bassa corrente nel carico per dei segnali forti di uscita negativi; la curva 1 di fig. 5 mostra che questa corrente di uscita è di 0,1 mA solamente con una tensione di uscita senza distorsione di 10 V da picco a picco.

La corrente di uscita può essere aumentata se si intercala una resistenza R fra il capo di uscita e la linea di alimentazione negativa (fig. 6). La curva 2 di figura 5 rappresenta la corrente di uscita in funzione della tensione di uscita dell'amplificatore. Quando si usa una resistenza da 1,2 kΩ, la corrente di uscita negativa è allora aumentata fino a 0,75 mA con una tensione di 10 V da picco a picco.

Si può ancora aumentare la corrente al di là di questo valore. Si deve allora non solo ridurre il valore della resistenza supplementare, ma anche collegarla a una linea di alimentazione portata a un potenziale negativo superiore.

Tuttavia non si deve mai superare la potenza dissipata massima ammissibile di 300 mW con una temperatura ambiente di 70° C. Questo vuol dire che la corrente di riposo che circola in R si trova limitata a 14 mA. Se si desidera una corrente di uscita più forte, si può usare uno stadio di uscita addizionale formato da una coppia complementare di emettitori asserviti (fig. 7).

Nello stato di riposo, la potenza dissipata da questo circuito è estremamente bassa. Le resistenze di emettitore sono

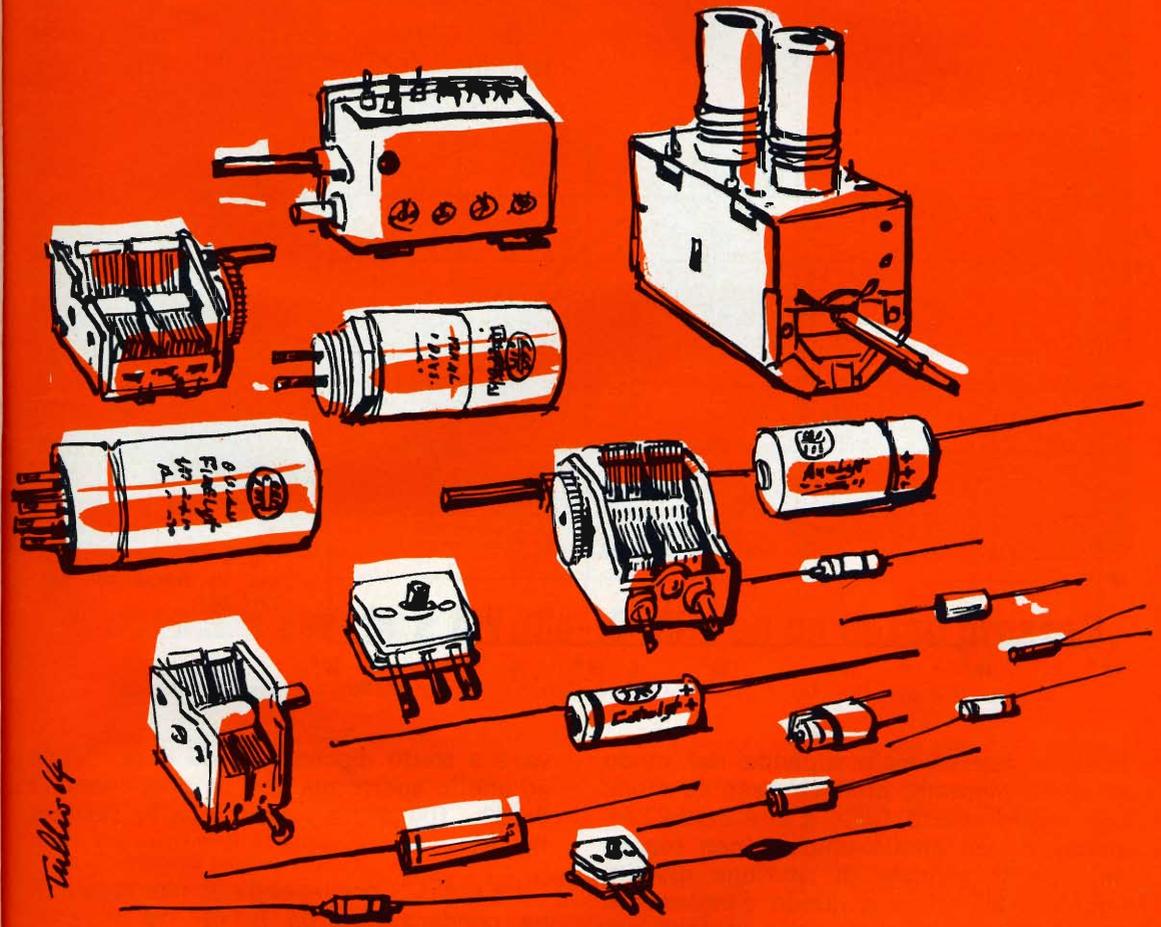
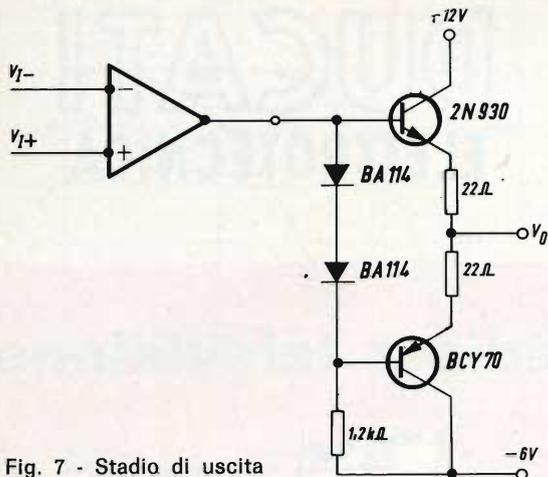



Fig. 7 - Stadio di uscita addizionale.

necessarie per evitare l'imballamento termico.

Si possono ottenere con questo stadio di uscita supplementare delle uscite supplementari di correnti di uscita di più 10 mA con + 5 V e di — 10 mA con — 5 V o di + 35 mA con + 3,5 V e di — 35 mA con — 3,5 V. La tensione di scarto non aumenta che di qualche decimo di volt. La curva di risposta che dà il guadagno in funzione della frequenza resta praticamente invariata.

Larghezza di banda

Un problema importante e quello della larghezza di banda. La banda di un amplificatore operazionale dipende dal modo in cui è montato, cioè se esso funziona con anello aperto (vale a dire senza reazione) o con anello chiuso (con reazione). Se il segnale di reazione diventa uguale o superiore a quello d'ingresso e se questi due segnali sono in fase per certe frequenze della banda, si avrà una reazione positiva che interessa l'instabilità del circuito.

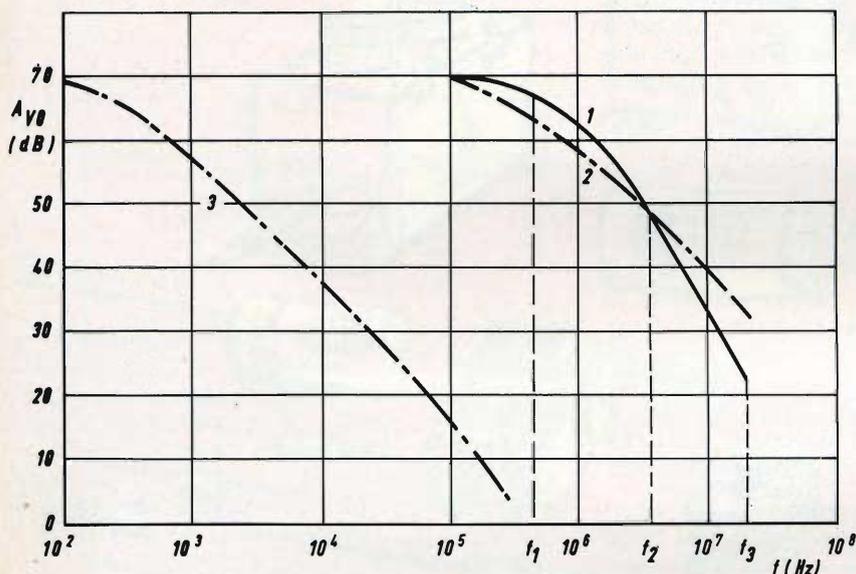



Fig. 8 - Curve di risposta in frequenza del TAA 241.

La fig. 8 dà le curve di risposta in frequenza del TAA 241. La curva 1 a tratto continuo rappresenta il guadagno senza reazione, cioè senza condensatore fra i punti F_1 e F_2 del circuito integrato. La curva 2 a tratto discontinuo dà il guadagno ad anello aperto ma con un condensatore da 50 - 100 pF fra i punti F_1 e F_2 (vedere fig. 9).

La curva 3 corrisponde al montaggio di un condensatore da 0,1 µF fra F_2 e la massa.

Per le applicazioni alle frequenze basse, il funzionamento stabile è ottenuto ugualmente con un condensatore da 0,1 µF montato fra il punto F_2 e la massa. La curva 3 a tratto e punto della fig. 8 da la risposta dell'amplificatore nel caso di questo montaggio di correzione e di sta-

Fig. 9 - Circuito ad anello aperto ma con un condensatore.

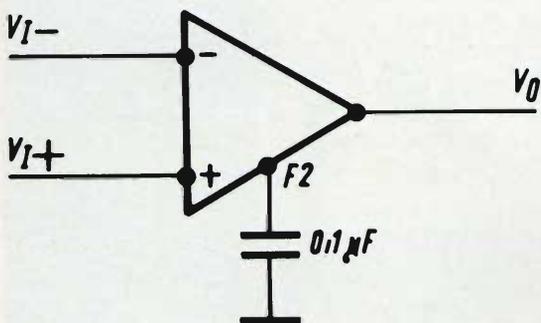



Fig. 10 - Montaggio con circuito di correzione e di stabilizzazione.

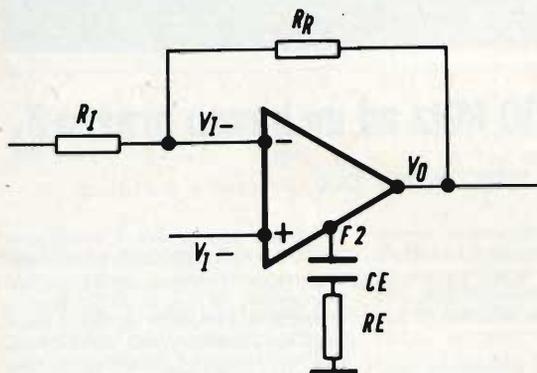



Fig. 11 - Circuito che permette di ottenere la larghezza di banda massima.

bilizzazione (fig. 10). Lo sfasamento resta inferiore a 135°.

Per ottenere una banda più larga, esistono numerosi metodi. Si tratta evidentemente di estendere la banda verso le frequenze elevate.

Un primo dispositivo è quello di fig. 11. Questo circuito permette di ottenere la larghezza di banda massima nel modo seguente: supponiamo che la curva a tratto discontinuo di fig. 12 rappresenti la caratteristica di guadagno A_{V0} ad anello aperto e A_V il guadagno ad anello chiuso che vogliamo ottenere. Alla frequenza f_A, si produce sul guadagno ad anello una attenuazione di 6 dB per ottava, sebbene essa diventi uguale ad A_V alla frequenza iniziale ad anello aperto f_2. Il margine di fase supera allora i 45°. Questo è ottenuto con l'aiuto di una rete comprendente una resistenza R_E e un condensatore C_E collegati in serie con il collegamento al punto F_2.

Si possono calcolare gli elementi con l'aiuto delle relazioni seguenti:

$$R_E = 20\,[1 + (R_R/R_I)]\,\Omega$$
$$C_E = 1/100\ (1 + R_R/R_I)$$

La larghezza di banda con montaggio ad anello chiuso è dell'ordine di 5 MHz. La frequenza per la quale la potenza di uscita è massima è f_A = 30 kHz circa.

Una variante di questo montaggio è realizzabile con lo schema di fig. 13. L'anello di reazione è R_R e il dispositivo di correzione è posto all'ingresso fra i due punti V_{I-} e V_{I+}.

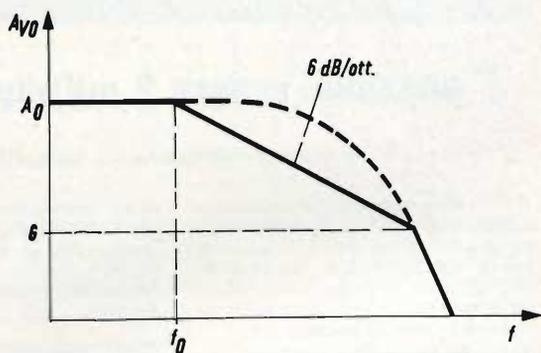



Fig. 12 - Caratteristica di guadagno.

Esso si compone di R_E in serie con C_E che si possono calcolare con l'aiuto delle relazioni:

$$R_E = 5\,R_R$$
$$C_E = 1/25\,R_R$$

considerando le resistenze misurate in ohm, C_E si misura in microfarad con l'aiu-

to di queste formule di cui la seconda sembra non omogenea perché il prodotto RC è un tempo. Questo metodo dà luogo a un aumento di rumore. Se ne consiglia più questo metodo nei circuiti in cui l'ingresso + non può più essere collegato a terra e non può più essere disaccoppiato.

Il circuito di fig. 14 ha per effetto di stabilizzare l'amplificatore con un adattamento corretto della rete di reazione. Questa è collegata con l'aiuto di un condensatore C_R montato in parallelo sulla resistenza di reazione R_R. La frequenza per la quale il guadagno ad anello chiuso è diminuita di 3 dB è data dalla formula:

$$f_R = 1/2 \pi R_R C_R$$

In fig. 15 è riportata la rappresentazione schematica della curva di risposta ottenuta con il circuito di fig. 14. Indichiamo che il termine 6 dB per ottava significa che ogni volta che la frequenza aumenta di due volte (cioè passa all'ottava superiore) il livello varia di 6 dB.

Fig. 13 - Montaggio con circuito di reazione all'ingresso.

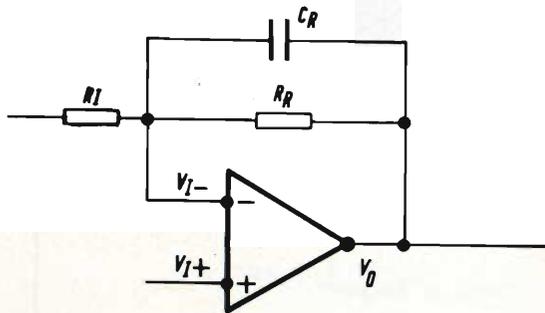



Fig. 14 - Circuito per stabilizzare l'amplificatore.

Consigli pratici

I metodi di confronto indicati prima assicurano un funzionamento stabile, ma una instabilità si può creare a causa dell'azione di altri elementi del montaggio di cui non si è tenuto conto nelle esposizioni precedenti. Tra questi elementi si noteranno principalmente le capacità di cablaggio, la induttanza delle interconnessioni come pure il disaccoppiamento insufficiente delle linee di alimentazione.

Si farà attenzione di conseguenza, che, in una esecuzione pratica siano soddisfatte le condizioni seguenti:

1) Mantenere il cablaggio più corto possibile.

2) Allontanare il più possibile i punti di collegamento dei fili dei circuiti d'ingresso e di uscita.

3) Se si usa una resistenza di compensazione di deriva, R_C (disposta fra uno degli ingressi e la massa del circuito integrato) il disaccoppiamento per le frequenze elevate si effettua con un condensatore da 100 pF.

Fig. 15 - Rappresentazione schematica della curva di risposta ottenuta con il circuito di fig. 14.

4) Disaccoppiamento verso massa e presso l'amplificatore, le linee di alimentazione con dei condensatori da 0,1 μF; non si usino dei condensatori elettrolitici perché essi posseidono una induttanza serie troppo elevata.

Circuiti tipici

Gli amplificatori operazionali, in generale e il TAA 241 in particolare, permettono la realizzazione di un certo numero di circuiti tipici.

Gli schemi di questi circuiti tengono conto dei punti di collegamento dei circuiti stampati. Vediamo qualche circuito ad amplificatori operazionali: amplificatore invertitore, amplificatore con invertitore integratore, amplificatore sottrattore, amplificatore inseguitore.

Si può anche usare un circuito integrato come il TAA 241 e analogo per i seguenti circuiti: multivibratore monostabile, comparatore, sorgente di tensione di riferimento stabilizzata, generatore di tensione a dente di sega e triangolare. Questi circuiti saranno descritti in seguito.

Segnaliamo che il circuito integrato TAA 241 è uguale al tipo TAA 242 eccetto che per la temperatura ambiente:

T_{amb} compresa fra 0 e + 75° C per il TAA 241

T_{amb} compresa fra — 55 e + 125° C per il TAA 242, quest'ultimo circuito integrato è particolarmente studiato per essere impiegato in apparecchiature militari.

TABELLA 1

Parametri	Simbolo	Valori		
		min.	tip.	max.
Guadagno di tensione ad anello aperto	A_{Vo}	2000	3400	6000
Tensione d'ingresso	V_{IMC}	— 4 V	—	+ 0,5 V
Resistenza d'ingresso	R_I	10 kΩ	32 kΩ	—
Rapporto di reiezione	R_{MC}	70 dB	92 dB	—
Resistenza di uscita	R_o	—	200 Ω	600 Ω
Tensione di scarto all'ingresso ($R_s \leq 2$ kΩ)	V_{off}	—	1,5 mV	6,5 mV
Corrente di scarto all'ingresso	I_{off}	—	0,5 A	2,0 A
Corrente di polarizzazione d'ingresso	I_{I+}, I_{I-}	—	2,5 A	7,5 A
Escursione della tensione di uscita ($R \geq 100$ kΩ)	V_o	± 5 V	± 5,3 V	—
Potenza dissipata	P_c	—	9 mW	120 mW

(Da « Le Haut-Parleur » 1234)

Riportiamo in questo articolo alcuni principi di elettronica noti ormai a tutti, ma che alcune volte pur credendoli chiari ed esatti sono invece inesatti o male interpretati.

L'ABC DELLA ELETTRONICA

IDEE SBAGLIATE E REALTÁ ELETTRONICHE

a cura di F. Toselli

Per meglio studiare e realizzare i montaggi elettronici si devono avere nozioni di base elementari molto sicure; molto spesso nozioni che sembrano esatte, semplici ed evidenti sono spesso inesatte. Vedremo ora qualcuna di queste idee inesatte che meritano di essere prese in considerazione.

Corrente alternata e condensatori

Si dice abitualmente che la corrente alternata attraversa un condensatore, dato che questo si oppone al passaggio della corrente continua. Infatti questa spiegazione non è valida nel senso letterale e l'errore può essere riconosciuto molto rapidamente con un po' di attenzione.

Quando si applica una tensione alternata su un condensatore un certo numero di elettroni si accumula sull'armatura e un numero uguale raggiunge l'armatura opposta.

Questa disposizione si inverte tutte le volte che il senso della corrente cambia, vale a dire secondo la frequenza.

Quindi supponendo che il dielettrico sia perfetto, non viene attraversato da alcun flusso di elettroni, infatti il condensatore stesso non ha più passaggio di corrente propriamente detta attraverso il sistema.

Allo stesso modo, si pensa spesso che quando una tensione viene applicata al condensatore, ciò che rende una delle armature positive rispetto al momento dato, l'altra armatura diventa negativa nello stesso momento.

Consideriamo, infatti, quello che passa in un circuito a condensatori di accoppiamento, come quello illustrato in fig. 1. La tensione applicata sulla placca 2 del condensatore C_1 è positiva rispetto a massa, come la tensione sulla placca 1, nel momento in cui il commutatore S_1 è chiuso. La seconda placca diventa negativa rispetto alla prima, quando il condensatore è caricato.

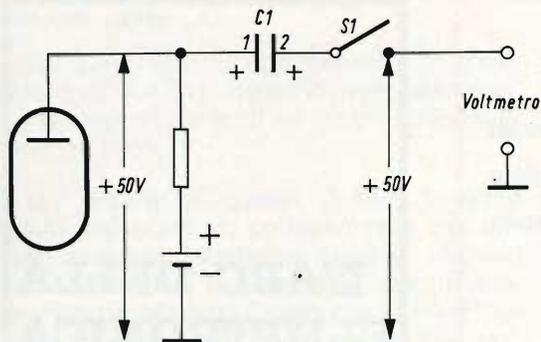



Fig. 1 - Circuito con condensatore di accoppiamento.

Con una costante di tempo molto grande, è possibile rendersi conto facilmente di questi fenomeni, usando un voltmetro elettronico collegato come si vede sullo schema.

Condensatori e frequenza

In tutti i circuiti a frequenza qualsiasi, ci si basa sul fatto che un condensatore a capacità elevata presenta una resistenza apparente più bassa per i segnali di alta frequenza rispetto a un condensatore di capacità bassa. Questa nozione elementare non è sempre esatta, perché i condensatori in pratica presentano una certa induttanza, contemporaneamente alla capacità, e la reattanza induttiva è proporzionale alla frequenza applicata.

Un condensatore elettrolitico, per esempio, di capacità elevata può presentare una reattanza relativamente importante per dei segnali di frequenza elevata. Questa reattanza è infatti sufficiente per rendere l'elemento difettoso per il disaccoppiamento alle frequenze considerate, anche se la sua reattanza capacitiva può essere considerata come trascurabile.

Questa è la ragione per la quale si usano dei condensatori a carta aventi una capacità dell'ordine di 0,1 μF per mettere in derivazione sui condensatori elettrolitici di capacità elevata.

Fig. 2 - Esempio di modulazione in ampiezza.

I condensatori di accoppiamento

Per quanto riguarda il valore dei condensatori di accoppiamento destinati a collegare uno stadio a un altro, non ha alcuna importanza il fatto che la capacità sia più elevata del valore fissato, in quanto non si avrebbe alcun inconveniente in funzionamento.

Questa nozione è esatta, in effetti ma non in tutti i casi. Una capacità più grande può in effetti produrre anche in pratica una corrente di fuga più elevata e, nei circuiti a tubi, la griglia dello stadio al quale il condensatore è collegato, diventa più positiva rispetto a massa.

Si produce così un valore più elevato della capacità ripartita rispetto a massa e, per certe frequenze, la risposta in frequenza dello stadio considerato può essere modificato e alterato. Questo fatto è particolarmente sensibile nel caso di alcuni circuiti video di televisori.

In realtà un condensatore di accoppiamento di capacità maggiore può permettere a dei segnali parassiti di passare con delle ampiezze maggiori di quelle determinate dal valore normale del condensatore. In un televisore per esmpio, il segnale video può così trasmettersi ai circuiti di deviazione del fascetto elettronico.

Modulazione in ampiezza e onda portante

Come indica il suo nome, il sistema di

modulazione in ampiezza può essere rappresentato da una curva di ampiezza variabile secondo il segnale trasmesso; ma infatti non si può credere che l'onda portante ad alta frequenza che trasmette il segnale modulato varia, in realtà, in ampiezza.

In effetti, l'ampiezza dell'onda portante ad alta frequenza non varia più e il fenomeno reale può essere compreso esaminando la fig. 2. L'onda portante è rappresentata in a e il segnale di modulazione a frequenza più bassa in c.

Quando queste due onde interferiscono e agiscono una sull'altra, nel metodo di modulazione in ampiezza, si producono delle frequenze che sono delle somme e delle differenze. Questo è quello che appare nelle bande laterali inferiore e superiore d ed e. La miscelazione o la somma dell'onda portante a con le frequenze somma e differenza d ed e, determina la produzione di un'onda modulata composta b, che varia in ampiezza allo stesso tempo del segnale a frequenza udibile.

Ma, quest'onda composta nell'onda portante in combinazione con le onde laterali, non è più in realtà l'onda portante del supporto stesso.

Controreazione e condensatore di disaccoppiamento

La controreazione, prodotta dall'assenza o dall'interruzione di un condensatore di disaccoppiamento, può ridurre il guadagno di un amplificatore?

Questo è un fatto che di solito viene ammesso, ma che non è sempre vero.

Se il guadagno è definito come il rapporto della tensione del segnale fra la massa e la placca di un tubo, per esempio, alla tensione del segnale applicato fra la griglia e la massa, in un amplificatore classico a polarizzazione catodica, questo fenomeno è in effetti esatto. Ma se il guadagno è considerato come il rapporto della tensione alternata catodo-placca con la tensione alternata applicata fra griglia e catodo, non varia più necessariamente quando si produce una controreazione nel catodo.

L'ampiezza del segnale di uscita può evidentemente essere ridotta; ma se questo ha luogo, quindi l'ampiezza del segnale incidente applicato viene anch'esso ugualmente cambiato in proporzione. Questo fenomeno è indicato in fig. 3a. Con un disaccoppiamento normale del catodo, il segnale d'ingresso efficace applicato tra

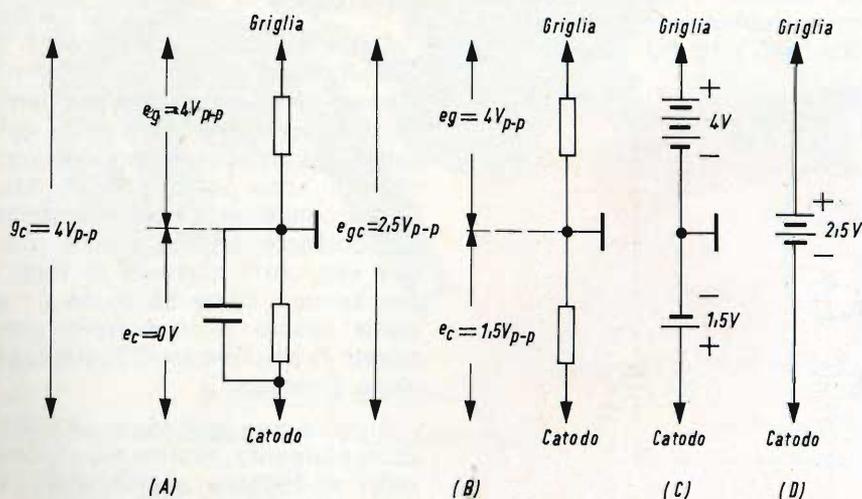



Fig. 3 - Comportamento di un condensatore di disaccoppiamento in un circuito di controreazione.

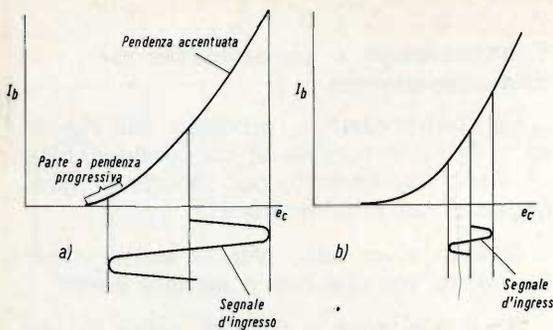



Fig. 4 - Relazione tra il segnale d'ingresso e la curva caratteristica della valvola.

griglia e catodo è, per esempio, di 4 V da picco a picco. La tensione del segnale applicata fra griglia e massa ha praticamente lo stesso valore, poiché il condensatore pone il catodo al potenziale della massa.

Con il condensatore effettivamente fuori del circuito la tensione alternata ai capi della resistenza catodica, per esempio, dell'ordine di 1,5 V da picco a picco riduce il segnale applicato alla resistenza di griglia e riduce anche la tensione d'ingresso reale a 2,5 V, da picco a picco (fig. 3 b).

Questo fenomeno diventa più evidente ancora, se si considerano le due tensioni come prodotte dalle due batterie, come si vede in fig. 3 c; la tensione reale d'ingresso effettiva applicata fra la griglia e il catodo è indicata in fig. 3 d. La confusione delle opinioni a questo riguardo proviene, senza dubbio, dal fatto che la controreazione nel circuito catodico ha

Fig. 5 - Relazione fra la differenza di potenziale fra catodo e anodo.

influenza sulle caratteristiche di inclinazione come si vede sulla fig. 4 b, il guadagno evidentemente aumenta.

Queste condizioni sono realizzate quando la soppressione sotto una forma o sotto un'altra del condensatore di disaccoppiamento riduce il segnale di ingresso reale.

Se definiamo così con precisione i segnali d'ingresso e di uscita, possiamo dedurre il risultato ottenuto, ma in certi casi, si devono così esaminare degli altri fenomeni dipendenti dalle condizioni, nelle quali ciascun elemento dello stesso circuito deve funzionare.

La condizione e la polarità degli elettrodi

In un tubo qualsiasi, sia che si tratti di un tubo a vuoto o a scarica, si ammette comunemente che quando il potenziale anodico è negativo rispetto a massa, il tubo non può più essere conduttore; ma, infatti, questa nozione abituale non è sempre esatta.

E' la differenza di potenziale fra placca e catodo, ben più che fra placca e massa, che determina la conduttività.

Se il catodo è ancora più negativo rispetto a massa della placca, come si vede in fig. 5, si può produrre una scarica nel tubo.

Condensatore di disaccoppiamento e funzionamento di un amplificatore a resistenza.

Quando un condensatore di disaccoppiamento del catodo è interrotto o soppresso, si ammette comunemente che le tensioni continue applicate nell'amplificatore ad accoppiamento resistenza-capacità non sono più modificate. Ma, in realtà, un condensatore di disaccoppiamento per corrente alternata, che può presentare una certa corrente di fuga, non agisce sempre come se fosse un elemento senza azione sulle correnti continue, e questo fatto deve modificare spesso l'opinione generale.

Supponiamo così in un amplificatore ad accoppiamento resistenza-capacità, di avere un leggero sovraccarico. Una corrente di griglia in un tubo si può allora produrre per i punti di alternanza positiva del segnale d'ingresso. Ne risul-

ta la produzione di una tensione positiva rispetto a massa, che può aumentare più o meno la polarizzazione di funzionamento al di sopra del valore previsto per le altre costanti del circuito.

Se il condensatore di disaccoppiamento del catodo è interrotto, o se la sua capacità è ridotta, si produce un effetto di controreazione. Il segnale applicato sulla griglia rispetto al catodo, che ha un'azione sul tubo d'ingresso, è fortemente ridotto per effetto della controreazione come nel primo caso. Il tubo non è più sovraccaricato; la corrente di griglia non passa più, e la polarizzazione diminuisce.

Ma, questo non è il solo fenomeno che si produce. La caduta della polarizzazione aumenta la corrente continua di placca, ciò che determina, a sua volta, una caduta di tensione continua ai capi della resistenza di carica e così la tensione continua di placca è anch'essa ridotta.

Sovraccarico e saturazione in un amplificatore di un radioricevitore

Quando una valvola di un radioricevitore è sovraccaricata, si ammette che le variazioni della corrente di placca sono limitate da un lato per l'interruzione della corrente di placca e dall'altro, dalla saturazione. Questo perché si devono sempre evitare tutti i sovraccarichi in un amplificatore e conservare un certo margine di potenza.

Infatti, l'interruzione determina la variazione massima dei punti negativi del segnale d'ingresso. Ma la limitazione del funzionamento della griglia piuttosto della saturazione determina la corrente di placca massima che si può produrre durante le alternanze positive del segnale. Questa limitazione è determinata dalla carica di un condensatore nel circuito di griglia dovuta al passaggio della corrente di griglia.

Negli apparecchi a valvole, le valvole di ricezione non sono più adatte per sopportare delle correnti di saturazione e i danneggiamenti sono evitati limitando le tensioni di griglia. Non è più così, per esempio, per la costruzione degli apparecchi a modulazione di frequenza benché non si può pensare sempre che è la valvola stessa ad essere saturata.

(Da « Le Haut-Parleur » 1232)

APPLICAZIONI DEI CIRCUITI INTEGRATI LINEARI NEL CAMPO RADIO TV

L'ANGOLO DEL TECNICO TV

C.I. per radioricevitori AM

Tra i nuovi circuiti integrati usati in radiotecnica ha particolare importanza il TAD 100 che permette una rapida realizzazione dei ricevitori AM.

Tale C.I. è composto da transistor, diodi e resistenze costituenti le parti AF, dal convertitore che dà le MF, dal rivelatore, dal preamplificatore a B.F. e dal circuito di C.A.G.

Restano da montare le bobine, i condensatori e lo stadio B.F. finale a transistor. (Vedere fig. 1). Il circuito funziona con una tensione di 6÷9 V. Con 6 V, la potenza di uscita è di 0,7 W, con una distorsione del 10% e una corrente a riposo di 15 mA. Con 9 V, la potenza di uscita arriva a 1,5 W e la corrente a riposo è di 21 mA.

I valori limiti assoluti sono:
Vc.c.: max 10 V (montaggio fig. 2)
Tensione sul punto 6: max 12 V
$T_{stockage}$: — 25 °C ÷ +85 °C
T_{amb}: — 25 °C ÷ +55 °C

Ecco alcuni dati concernenti il montaggio realizzabile con un'alimentazione di 6 V: P = 0,7 W (D = 10%), sensibilità tipica 4 μV, tensione applicata sul punto 1 con un segnale a 1 MHz, f_{mod} = 1 kHz, tensione all'uscita-selection di 10 mV.

Il segnale d'entrata

Con un rapporto segnale/rumore di 23 dB... 20 μV. La gamma del CAG è di 60 dB per una variazione di potenza in uscita di 10 dB.

IL CIRCUITO INTEGRATO TAD 100

Lo schema completo del circuito integrato è visibile in fig. 1, esso consta di 11 transistor e 3 diodi. I transistor Q_1 e Q_2 costituiscono una coppia differenziale utilizzabile come miscelatore. Il transistor Q_3 può essere impiegato come oscillatore locale.

Per l'amplificazione a media frequenza, si dispone dei transistor Q_4, Q_5, Q_6, Q_7. I primi due sono collegati a collettore comune e Q_6 ad emettitore comune.

Quest'ultimo transistor è seguito dal Q_7 collegato a collettore comune e la sua uscita è prelevata sull'emettitore, sul punto 8. L'entrata BF è sul punto 4, base della coppia differenziale Q_8-Q_9, seguita da Q_{10} e Q_{11} ,che costituiscono l'ultimo stadio BF del preamplificatore del C.I. Il segnale BF d'uscita è disponibile sul punto 6. Il segnale del C.A.G. è ottenuto sul punto 8. Il polo positivo dell'alimentatore è collegato al punto 9, quello negativo al punto 7.

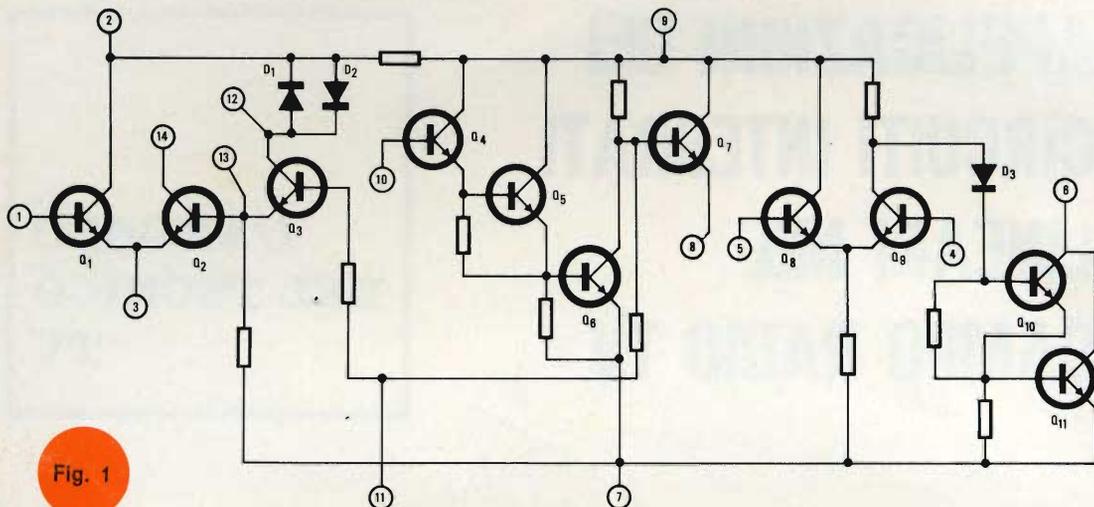



Fig. 1

RICEVITORE

Il circuito d'ingresso (fig. 2) per la ricezione del segnale, è composto da un primario L_1 accordato con il condensatore variabile C_1 di 280 pF, con quello regolabile C_2 di 9 pF e con il condensatore fisso C_3 di 8 pF. Il secondario L_2 trasmette il segnale che arriva in 1, base del Q1 (fig. 1). Lo stadio Q1-Q2 è composto da Q1 inserito a collettore comune e Q2 a base comune. Il segnale è trasmesso tramite gli emettitori di Q1 e Q2, mentre il segnale di uscita si preleva sul collettore, punto 14. Infatti, in questo punto si può disporre del segnale MF ottenuto dalla mescolanza (nel Q2) del segnale applicato all'emettitore del Q2 e di quello dell'oscillatore locale applicato alla base (sempre del Q2) collegata all'emettitore del transistor-oscillatore Q3.

Le bobine dell'oscillatore sono composte da L3 ed L4 strettamente accoppiate. La bobina L4 è montata tra il collettore di Q3 (punto 12) e il punto 2 collegato a massa dal condensatore di 47 nF, mentre la parte a-b di L3 è montata tra la massa e punto 13 emettitore di Q3: ciò assicura il funzionamento di Q3 come oscillatore. il circuito d'accordo locale comprende la totalità a-c di L3, il condensatore variabile C6 di 200 pF, quello regolabile C7 di 9 pF e quello fisso C8 di 6,8 pF. L'allineamento in frequenza è ottenuto grazie ai trimmers C2 e C4, al C9 di 300 pF e ai nuclei.

I diodi D1 e D2, montati tra i punti 2 e 12, si trovano in parallelo all'avvolgimento L4 e fungono da limitatori del segnale dell'oscillatore locale.

Sul collettore di Q1, punto 2, si ottiene il segnale FM a 445 kHz. Questo punto è connesso al punto 2 del filtro di banda F1, i cui punti di collegamento recano gli stessi numeri del circuito integrato.

L'entrata del segnale FM da amplificare è sul punto 2; il punto 7 è collegato a massa, mentre il punto 11 va a massa tramite il condensatore di 470 nF.

I punti 11 e 10 permettono la polarizzazione delle basi di Q3, Q4 e Q7. L'uscita del segnale FM dal filtro di banda è sul punto 10, base del Q4; pertanto questo transistor è il primo amplificatore FM.

Per quanto concerne la parte FM non ci sono altri avvolgimenti oltre quello del filtro di banda, che deve assicurare la selettività indispensabile ad un radioricevitore a MA.

Ricordiamo che Q6 è il rivelatore; quindi, passando dal Q4 al Q5, Q6, Q7 si arriva al punto 8, dove si può prelevare il segnale BF e la componente continua; questa sarà trasmessa dal C.A.G. al punto 1, base del Q1, tramite le resistenze R1, R2 e la bobina L2; C4 e C5 servono per il disaccoppiamento. Il segnale BF appare tra il punto 8 e la massa, lungo la catena R5 ed R6. Questa uscita BF è a bassa impedenza. Il filtro AF è composto da R5

e C18, mentre il potenziometro R6 di 4,7 kΩ permette di dosare il segnale BF da applicare al preamplificatore.

L'entrata di questa parte del C.I. è sul punto 4, base del Q9 che, come sappiamo, costituisce con il Q8 una coppia differenziale.

Il punto 4 è collegato al cursore di R6, sorgente del segnale BF, tramite il circuito composto da C19 (che impedisce il passaggio della c.c.) ed R7 che, associata a C20, costituisce un attenuatore di alti.

Il punto 4 (base del Q9), è portato ad una tensione di polarizzazione positiva grazie al partitore di tensione R8-R9-R10, disposto tra +6 V e massa.

L'uscita della coppia Q9-Q8 è sul collettore di Q9 e da qui il segnale è trasmesso alle basi dei transistor finali Q10 e Q11 del circuito integrato. Dal punto 6, collettori di Q10 e Q11, il segnale BF va alla base del transistor Q13, inserito ad emettitore comune. Questo transistor PNP è associato a Q12, che è un NPN complementare del precedente.

Il segnale di uscita è prelevato sul punto comune agli emettitori del Q12 e del Q13.

Il condensatore C25 trasmette il segnale BF all'altoparlante. Un circuito di contro-reazione è disposto tra il punto comune ad R15 ed R16 e il punto 5 del C.I. base del Q8 inserito a collettore comune. Questo circuito assicura la polarizzazione di questa base.

ELEMENTI DI MONTAGGIO

Il circuito integrato TAD 100 presenta 14 punti di collegamento. Esso è montato in un contenitore la cui forma e dimensioni sono indicate in fig. 3. La forma ret-

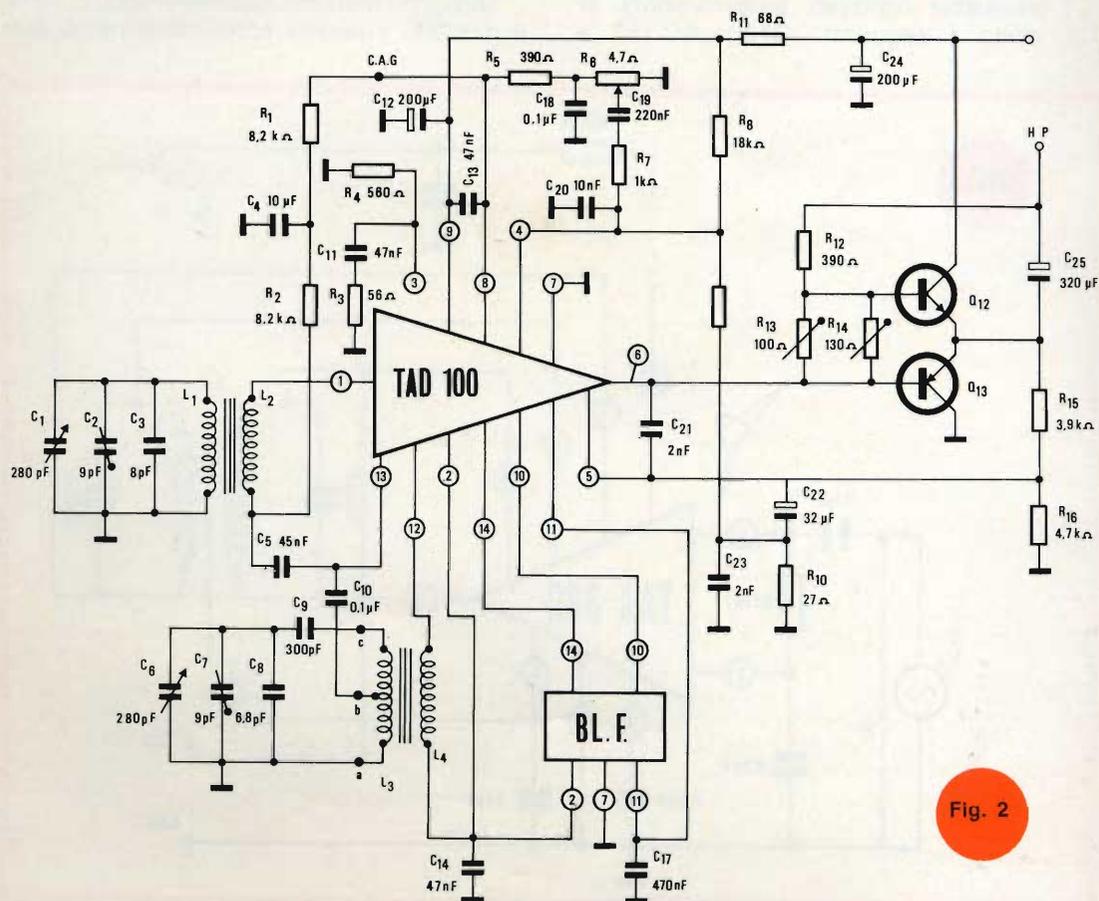



Fig. 2

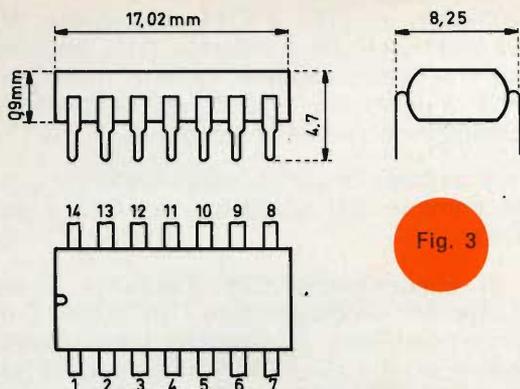



Fig. 3

tangolare e piatta di questo C.I. permette una disposizione allineata dei terminali di uscita, da 1 a 7 da un lato e da 8 a 14 dall'altro.

Il contenitore è del tipo G 14.

I valori degli elementi sono indicati sullo schema della fig. 2.

I transistor utilizzati esternamente al C.I. sono i seguenti: Q12 = AC 187 e Q13 = AC 188; l'altoparlante, previsto per una potenza di 0,7 W, deve avere un'impedenza di 4 Ω. La distorsione totale è del 10% a 0,7 W, ma si riduce a meno del 2% a 0,55 W.

Gli avvolgimenti sono calcolati solo per le OM (onde medie) ma ciò non esclude l'impiego di un blocco mescolatore-oscillatore per OM e OL. L'avvolgimento FM, è il solo elemento ancora FM necessario in questo montaggio.

L'alimentazione può essere realizzata con una pila di 6 V o con un accumulatore. E' da notare che la linea positiva del C.I. (punto 9) ha il beneficio di un filtraggio realizzato con una cella composta da una resistenza R11 di 68 Ω e da due condensatori C24 e C12 di 200 µF.

TENSIONI IN DIVERSI PUNTI

Quando l'insieme rappresentato in fig. 2 è montato e messo sotto tensione, si può

Fig. 4

47k Ω
1nF
USCITA BF
TD
L_1
L_3
470pF
270pF
0,1µF
60 Ω
TAA 380
V_i
0,1µF
0,1µF
0,1µF
V_{CC}
7,5V

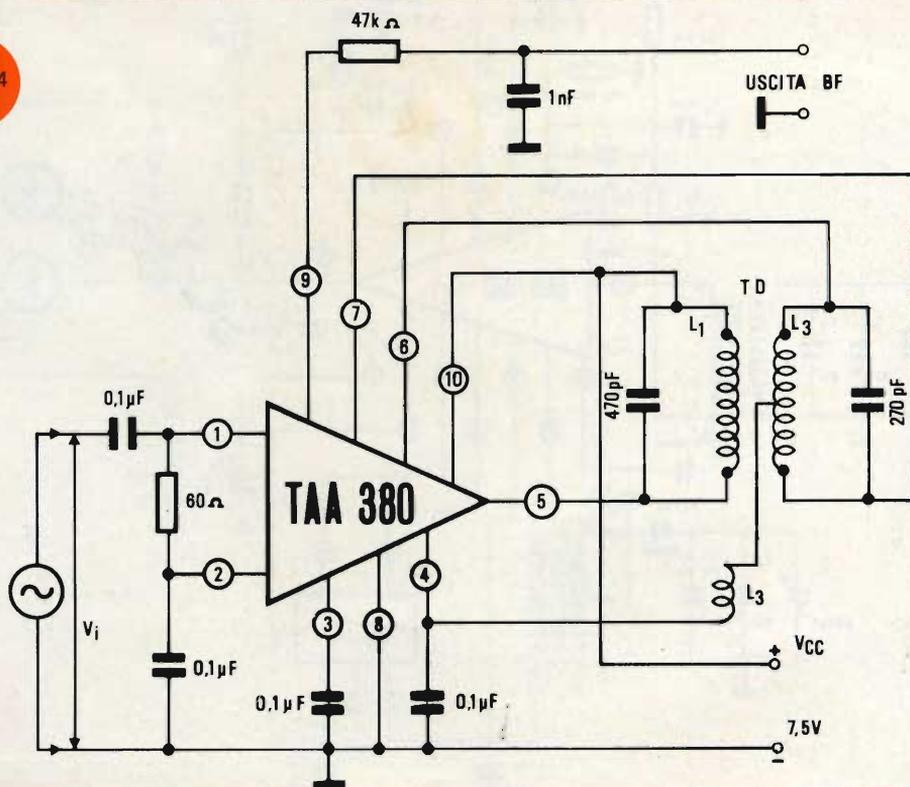
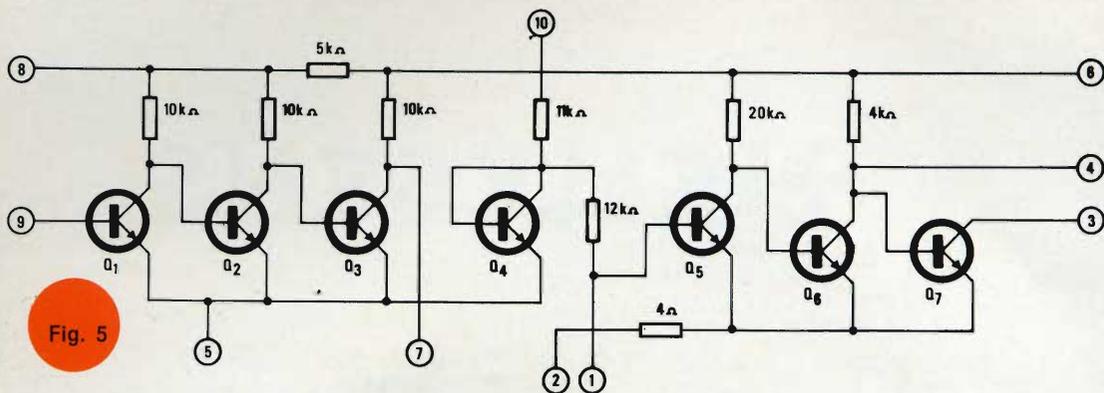



Fig. 5

verificare il suo buon funzionamento misurando le tensioni ai 14 terminali del circuito integrato. Si dovrà trovare: 0,5 V al punto 3; 5,5 V al punto 9; 1,5 V al punto 8; 0 V al punto 7 (polo negativo); 3,4 V al punto 6; 1,8 V al punto 5; 2,1 V ai punti 11 e 10; 5 V ai punti 14, 2 e 12; 1,3 V al punto 13. Il C.A.G. deve portare il punto 1 a 1,3 V, quando il segnale applicato all'entrata è alla frequenza di 1 MHz, modulato al 30% e di 5 μV d'ampiezza, il che corrisponderà ad un segnale d'entrata di 72 μV/m. La tensione di oscillazione è di 9 mV sul punto 13. Si regolerà la tensione di alimentazione a 6 V per ottenere le tensioni indicate in alto. La tensione BF a 1000 Hz, ottenuta dal segnale AF modulato come già indicato, è di 12 mV sul punto 4, quando il potenziometro R6 è al massimo.

Il montaggio può essere munito di un semplice regolatore di tonalità, composto da una resistenza variabile di 20.000 Ω in serie ad un condensatore di 0,5 μF, montato ai capi di R6.

Un altro dispositivo di tonalità è realizzabile con un commutatore, che permette di disporre, nel circuito, differenti valori di capacità tramite il C18. La messa a punto di questo ricevitore deve essere semplice, perché non si tratta che di regolare i circuiti L1 ed L3. Alle frequenze elevate (CV sul minimo valore di capacità) si regoleranno i trimmer C2 e C7 e alle frequenze più basse della gamma OM, si agirà sui nuclei.

IL C.I. TAA 380

Il TAA 380 è destinato ad applicazioni FM, sia in radio che in TV, cioè con l'accordo FM su 10,7 MHz o 5,5 MHz, rispettivamente.

Questo circuito integrato comprende i transistor i diodi e le resistenze necessarie alle seguenti parti circuitali: amplificatore FM, discriminatore a rapporto e preamplificatore BF.

La risposta in frequenza di questo circuito ne permette l'impiego, con un buon rendimento, a 10,7 MHz e a 5,5 MHz.

Lo schema interno di questo C.I. è vicino a quello del tipo TAA 450. I limiti assoluti sono:

Vc.c.: max 10 V

V 5,8: max 13 V

Ptot: max 200 mW

Tstock: —20 °C ÷ +80 °C

Tamb: —20 ° ÷ +60 °C

Questo C.I. sarà alimentato a 7 ÷ 7,5 V. Il guadagno di tensione, alla frequenza di 5,5 MHz, è di 67 dB e V_i è di 300 μV.

Quando si ha una Vc.c. = 7,5 V e Tamb = 25 °C, i guadagni di tensione sono 71,68 e 67 dB per f = 1 MHz, 4,5 MHz e 5,5 MHz, rispettivamente.

La corrente è di circa 15 mA.

In figura 4 è visibile lo schema di montaggio di questo C.I. con gli elementi esterni (in numero ridotto) seguenti: 2 resistenze (60 Ω e 47 kΩ) 4 condensatori di 0,1 μF, uno di 1000 pF, uno di 470 pF

e uno di 270 pF; questi due ultimi sono montati sugli avvolgimenti L1 ed L2 del trasformatore TD del discriminatore a rapporto. L'alimentazione di 7,5 V è disposta tra il punto 10 (+) e il punto 8 (— e massa). Il segnale AF a 5,5 MHz, proveniente dall'uscita rivelatrice della FM immagine, ottenuto con il procedimento « interporteur », è trasmesso al punto 1, entrata dell'amplificatore FM.

Prima del punto 1 si deve disporre un avvolgimento accordato su 5,5 MHz. I punti di collegamento del TD sono: uscita FM, punti 5 e 10, al primario L1; diodi di discriminazione, punti 7 e 6, al secondario L2. Il terziario L3 si collega al punto 4 e il segnale BF preamplificato è ottenuto al punto 9. I punti 2, 3, 4 devono essere collegati a massa tramite dei condensatori di 0,1 μF. Si ottengono all'uscita BF 75 mW circa, per una tensione d'ingresso di 300 μV. La tensione di uscita FM è, nelle stesse condizioni. di 1,55 V.

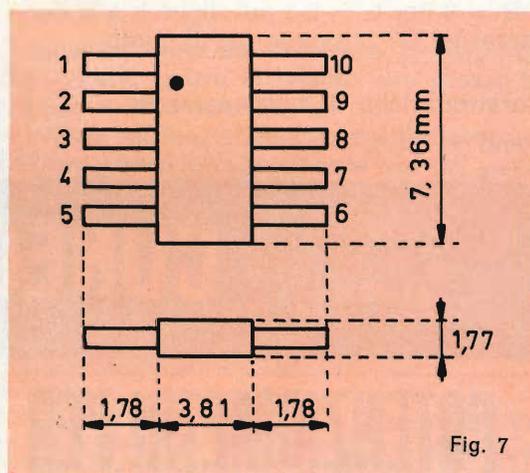
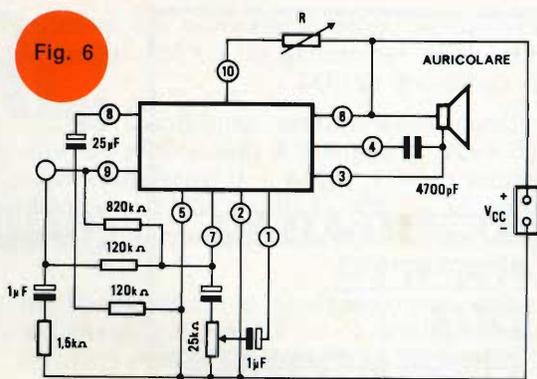
Fig. 7

MONTAGGI BF

Tra i nuovi C.I., il TAA 370 è particolarmente, adatto agli apparecchi di protesi per l'udito, il che implica evidentemente un piccolo ingombro e un consumo ridotto.

Lo stadio di uscita in classe A dà una potenza di 1,5 mW. Sono state prese precauzioni speciali per ridurre l'influenza della temperatura e delle variazioni della tensione di alimentazione sul guadagno. La fig. 5 dà lo schema del C.I. del tipo TAA 370. Si vede che si hanno a disposizione 3 transistor Q1, Q2, Q3, montati ad emettitore comune e collegati direttamente, con il rispettivo collettore sulla base del transistor seguente.

Q4 funziona da diodo, giacché il collettore è collegato alla base. I tre ultimi transistor Q5, Q6, Q7 sono montati come i primi tre.

Grazie alle terminazioni 1 ÷ 10, con degli elementi esterni, si è potuto realizzare il montaggio della fig. 6, la cui costituzione è la seguente (vedere le fig. 5 e 6): il microfono ad impedenza Z = 5 kΩ è collegato tra la base del Q1 (punto 9) ed il condensatore di 1 μF. Il segnale è allora amplificato da Q1, Q2 e Q3. Le resistenze di carico di 10 kΩ dei transistor Q1 e Q2 fanno capo al polo negativo di Vc.c. (punto 2). Il polo positivo (punto 6) è collegato al punto 8, tramite una resistenza di 5 kΩ.

Il carico di 10 kΩ del Q3 è collegato direttamente al polo positivo. Tutti gli emettitori (punto 5) di Q1, Q2, Q3 e Q4 sono collegati al polo negativo.

La base del Q1 è polarizzata dalle resistenze di 820 kΩ e 120 kΩ collegate al punto 7, collettore de Q3.

Il segnale amplificato da Q1, Q2, Q3 si preleva sul collettore di Q3 e tale segnale può essere dosato con il potenziometro di 24 kΩ. Dal cursore, il segnale è tra-

smesso al punto 1 base del Q5, polarizzato dalla resistenza di 1,2 kΩ collegata al collettore del Q4.

Dopo essere stato amplificato da Q5, Q6 e Q7, il segnale è disponibile sul collettore del Q7, punto 3. Il trasduttore acustico (Z = 300 Ω, R = 100 Ω) è collegato tra il punto 3 e il punto 6 (+ dell'alimentatore).

Una controreazione è realizzata da un condensatore C = 4,7 nF, collegato tra il collettore di Q7 e quello di Q6 (punti 3 e 4). La tensione del punto 10 è regolabile con R, collegata tra questo punto e il punto 6.

Si prenderà R = 8 kΩ per I_3 = 1,5 mA e R = 0 per I_3 = 2,5 mA, dove I_3 è la corrente del Q7 passante per il punto 3.

Caratteristiche di funzionamento

Tamb = 25 °C

V c.c. = 1,3 V

Guadagno di tensione di Q1, Q2, Q3: min 60 dB

Conduttanza di trasferimento di Q5, Q6, Q7: min 200, max 280 mA/V

Tensione di saturazione del Q7, con I_c = 5 mA: 300 mV al max

Consumo, eccetto il Q7: 0,4 mA; al massimo 0,5 mA

Fattore di rumore (Rs = 5 kΩ, B = 400 ÷ 3200 Hz): 6 dB

Valori limiti: $V_{alimentazione}$: max 3 V, T_{stock} = — 25 °C ÷ + 70 °C, T_{amb}: — 10 °C ÷ + 55 °C.

La forma e le dimensioni del contenitore sono date in fig. 7.

Il contenitore è del tipo TO 89 oppure E 10 m, secondo la terminologia europea.

IL THIRISTORE:

funzionamento e curve caratteristiche

CARATTERISTICHE DEI COMPONENTI

di L. Cascianini

Si illustra in una maniera molto semplice il funzionamento del thiristore. Questo nuovo elemento a semiconduttore, in questi ultimi tempi, grazie al ridotto suo prezzo ha fatto una profonda penetrazione nel campo delle applicazioni civili.
Questa serie di articoli comincia con l'illustrazione del funzionamento del thiristore. In successivi articoli si dimostrerà come il thiristore possa effettivamente sia dal punto di vista economico sia dal punto di vista della semplicità del circuito sostituire non solo le valvole ma anche dispositivi a semiconduttore come diodi e transistor.

Con la parola thiristore si vogliono raggruppare tutti quei tipi di dispositivi a semiconduttore il cui funzionamento è molto simile a quello del **thyratron** (a riempimento gassoso o in vuoto spinto). Questo gruppo di dispositivi a semiconduttore vengono comunemente chiamati **bistabili.** Tali dispositivi possono avere tre o più giunzioni, possono essere cioè fatti con quattro o più strati di materiale semiconduttore. La caratteristica di questi elementi è che possono passare facilmente dallo stato di **conduzione** allo stato di **non conduzione.**

Essi cioè possono considerarsi dei veri interruttori elettronici.

Esiste una grande varietà di tipi di tiristori che differiscono principalmente per il numero dei terminali e per le loro caratteristiche. I più conosciuti sono i **thiristori-triodi** chiamati anche comunemente **raddrizzatori controllati al silicio** (SCR).

Esistono inoltre tiristori **triodi-bidirezionali** chiamati **triac.**

Caratteristica corrente-tensione

Come indicato in fig. 1 un raddrizzatore controllato al silicio possiede essenzialmente 4 strati di materiale semiconduttore diversamente drogato (pnpn) e tre elettrodi. Questi elettrodi sono: un catodo, un anodo e un elettrodo di controllo (gate).

Dalla fig. 2 si vede che quando il thiristore viene polarizzato in senso inverso, quando cioè il suo anodo risulta negativo rispetto al catodo, esso presenta una elevata resistenza interna. In queste condizioni, passa nel dispositivo soltanto una debole corrente inversa chiamata **corrente inversa o di blocco.** Questa corrente rimane molto bassa fintantoché la tensione applicata tra anodo e catodo non raggiunge la tensione inversa di rottura (tensione di breakdown). Se la tensione applicata tra gli elettrodi aumenta ancora, come risulta dalla fig. 2, la corrente inversa aumenta molto rapidamente. Il valore della tensione inversa di rottura differisce da un tipo all'altro di thiristore.

Quando al thiristore viene applicata invece una tensione di polarizzazione diretta, e cioè, quando l'anodo è positivo rispetto al catodo, la struttura pnpn del tiristore è elettricamente bistabile. Essa, infatti, può presentare una impedenza molto elevata (condizione di non-conduzione) oppure può presentare una impedenza molto bassa (condizione di conduzione).

Fig. 1 - Costituzione interna di un thiristore, e suo simbolo.

Fig. 2 - Curva caratteristica di un thiristore.

Fig. 3 - Tensione di rottura diretta (breakover) in funzione della corrente di gate.

Quando il thiristore risulta bloccato nonostante venga ad esso applicata una tensione di polarizzazione diretta, la corrente in esso circolante è dello stesso ordine di grandezza di quella che circola in esso quando viene applicata la tensione di polarizzazione inversa o di senso contrario. Nel thiristore, in queste condizioni, come risulta dalla fig. 2, la corrente circolante è molto bassa. Se però la tensione di polarizzazione diretta applicata tra catodo ed anodo aumenta ancora, si vede dalla fig. 2, che viene raggiunto un valore di questa tensione in corrispondenza del quale si ha un forte passaggio di corrente. Il thiristore passa cioè dallo stato di non-conduzione allo stato di conduzione. La tensione in corrispondenza della quale avviene questo passaggio viene chiamata tensione di rottura diretta (tensione di breakover).

Quando la tensione di polarizzazione diretta supera questa tensione di rottura, quando cioè nel thiristore inizia un forte flusso di corrente, la tensione ai capi di esso improvvisamente diminuisce. Questa diminuzione appare in maggiore evidenza se si prende come riferimento la tensione che si ha ai capi del thiristore quando esso, nonostante gli sia stata applicata una tensione di polarizzazione diretta, non conduce (o perlomeno, conduce nella stessa misura in cui conduce quando viene applicata ad esso una tensione di polarizzazione inversa). Quando il thiristore si trova in conduzione, la corrente circolante in esso può essere limitata soltanto dal valore dell'impedenza collegata nel circuito esterno. Con riferimento alla fig. 2 si può costatare inoltre che, quando il thiristore si trova in condizione di forte conduzione, un notevole aumento di corrente provoca un debole aumento di tensione ai capi dei suoi terminali. Da quanto detto sopra, risulta evidente quanto siano adatti questi dispositivi a semiconduttore per gli impieghi di commutazione. Sempre con riferimento alla fig. 2 si vede che, finché la tensione di polarizzazione diretta non raggiunge la tensione di rottura diretta la corrente circolante nel thiristore è molto bassa, e il circuito nel quale esso è inserito può

considerarsi un circuito **aperto.** Quando invece la tensione di polarizzazione diretta oltrepassa la tensione di rottura diretta, il thiristore comincia a condurre fortemente, e il circuito nel quale è inserito può considerarsi un circuito **chiuso.**

Il thiristore permane nella condizione di forte conduzione finché la corrente circolante nel circuito in cui esso è stato inserito non assume un valore inferiore alla cosidetta **corrente di mantenimento.** Se il valore della tensione applicata al thiristore non è in grado di mantenere una corrente superiore alla corrente di mantenimento, il thiristore passa improvvisamente, nonostante sia ad esso applicata una tensione di polarizzazione diretta, nella condizione di non-conduzione.

Come indicano le curve di fig. 3, è possibile variare la tensione di rottura diretta di un thiristore o controllarne il valore, qualora si inietti un segnale nel terminale di controllo (gate).

Quando la corrente iniettata nell'elettrodo di controllo è zero è necessario che la tensione di polarizzazione diretta raggiunga la tensione di rottura diretta se si vuole che il thiristore conduca. Quando invece la corrente iniettata nel gate è diversa da zero, o meglio, quando la corrente iniettata nel gate viene aumentata, il valore della tensione di rottura diretta tende a diminuire, e la curva prende l'andamento di una normale curva corrente/tensione di un diodo raddrizzatore. Pertanto, il funzionamento normale di un thiristore prevede una tensione di polarizzazione diretta che si mantiene, come valore, al di sotto della tensione di rottura diretta. Per fare in modo che il thiristore passi dalla condizione di non-conduzione alla condizione di conduzione si inietta nell'elettrodo di controllo una corrente molto elevata o perlomeno sufficiente a portare il thiristore in conduzione.

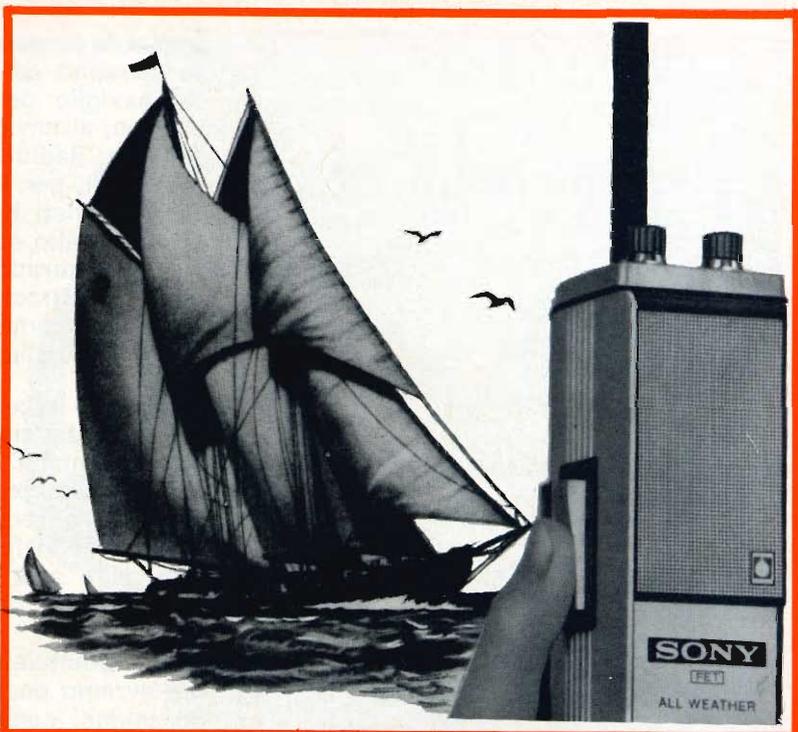
Una volta che il thiristore è stato portato in conduzione dall'elettrodo di controllo, la corrente in esso circolante non è più controllabile mediante un'ulteriore variazione del segnale applicato all'elettrodo di controllo (gate). Il thiristore, in queste condizioni, rimane nello stato di conduzione fintantoché la corrente principale non venga ridotta ad un livello inferiore al livello della corrente di mantenimento.

(da « RCA information »)

La sempre maggiore diffusione e l'ampliamento della gamma di applicazione dei componenti discreti e integrati in ogni ramo della tecnica impone alle aziende che operano nel settore dell'elettronica di essere presenti con i propri prodotti su mercati sempre più qualificati e numerosi.

La Ates Componenti Elettronici S.p.A. ha avuto, nel 1969, un suo ufficio a Londra, per far meglio conoscere la sua produzione nel Regno Unito e nel Commonwealth. I lusinghieri risultati conseguiti e le particolari esigenze di competitività con le numerose aziende del settore già operanti su tale mercato, hanno determinato la costituzione, avvenuta negli ultimi mesi, della Ates Electronics Limited, consociata britannica della Ates Componenti Elettronici S.p.A. La nuova società, che ha sede a Londra in Mercury House, Park Royal, è diretta dai signori E. Bartolozzi, A.F. Dean e J.B. Bransbury.

L'attività sociale riguarda la vendita dei semiconduttori prodotti in Italia dalla Ates Componenti Elettronici e si esplicherà attraverso l'opera di personale tecnico-commerciale altamente qualificato, che svolgerà una vasta e capillare azione promozionale, affiancandosi nel contempo ai clienti per la soluzione, mediante l'impiego di semiconduttori Ates, di loro eventuali problemi.

IL IX SALONE NAUTICO DI GENOVA E LA RADIO

di Piero Soati

Anche quest'anno, come per la precedente edizione, il Salone Internazionale di Genova, ha ottenuto un clamoroso successo sia per il notevole numero di partecipanti, non meno di 700, sia per la mole degli affari, conclusi dagli espositori, che ha superato parecchi miliardi.

Oltre al nostro paese hanno esposto imbarcazioni, accessori e radio-apparecchiature il Giappone, gli Stati Uniti, la Gran Bretagna, le Germanie dell'Est e dell'Ovest, l'Ungheria, la Norvegia, la Francia, l'Olanda, la Finlandia, la Danimarca, il Principato di Monaco, il Belgio, l'Isola di Malta, l'Australia, l'Irlanda, la Spagna e la Svezia.

Da notare che a questo salone l'elettronica ha esordito anche nel campo delle applicazioni pratiche: infatti un cervello elettronico, a disposizione del pubblico, era in grado di fornire in pochi secondi qualsiasi informazione sulle barche ed altro materiale esposto. Un visitatore che fosse interessato ad un acquisto non doveva fare altro che compilare un'apposita scheda indicando: le caratteristiche della barca che si proponeva di prendere in considerazione, precisandone il prezzo, il tipo, il materiale e le misure, dopodiché, immetteva la scheda in un contenitore. Nel giro di pochi secondi l'elaboratore elettronico gli forniva l'elenco di tutte le imbarcazioni che avevano le caratteristiche desiderate e l'ubicazione degli stand in cui erano esposte.

Fra le migliaia di barche esposte al salone la scelta evidentemente non era facile né per coloro che, beati loro, potevano orientare le loro preferenze verso

Fig. 1 - Rice-trasmettitore SONY - CB 400 (G.B.C.) portata in mare 12 miglia marine. Ricevitore supereterodina sensibilità 1 μV. Peso 880 grammi.

gli yacht da 30, 40 e più milioni, né per chi doveva cercare un adatto compromesso fra i desideri e le possibilità consentite dal magari non lauto stipendio.

Comunque abbiamo avuto l'impressione che per le imbarcazioni di costruzione continentale ci siano stati dei miglioramenti rispetto al salone precedente. Una cosa è certa, coloro che con la vela o la motonautica hanno una certa pratica, hanno trovato nel salone il tipo di barca adatta a soddisfare le loro esigenze.

Detto ciò, dobbiamo ammettere che se anche siamo dei patiti... del mare, e di conseguenza non abbiamo potuto fare a meno di interessarci degli scafi, dei motori e delle attrezzature esposte, lo scopo della nostra visita era soltanto quello di osservare le apparecchiature radioelettriche destinate alle imbarcazioni da diporto che nel salone erano largamente rappresentate.

Si deve subito precisare che la maggior parte degli apparati radio che abbiamo avuto occasione di vedere esposti erano destinati ad essere installati a bordo del naviglio per il grande ed il medio turismo, al naviglio da pesca o di genere similare. Radiotelefoni, o meglio rice-trasmettitori, per la gamma dei 27 MHz ne abbiamo visti ben pochi. Ciò forse è da attribuire allo stato di confusione ed alle notizie contraddittorie che fino a poco tempo fa circolavano circa l'assegnazione di una frequenza di questa gamma al piccolo naviglio.

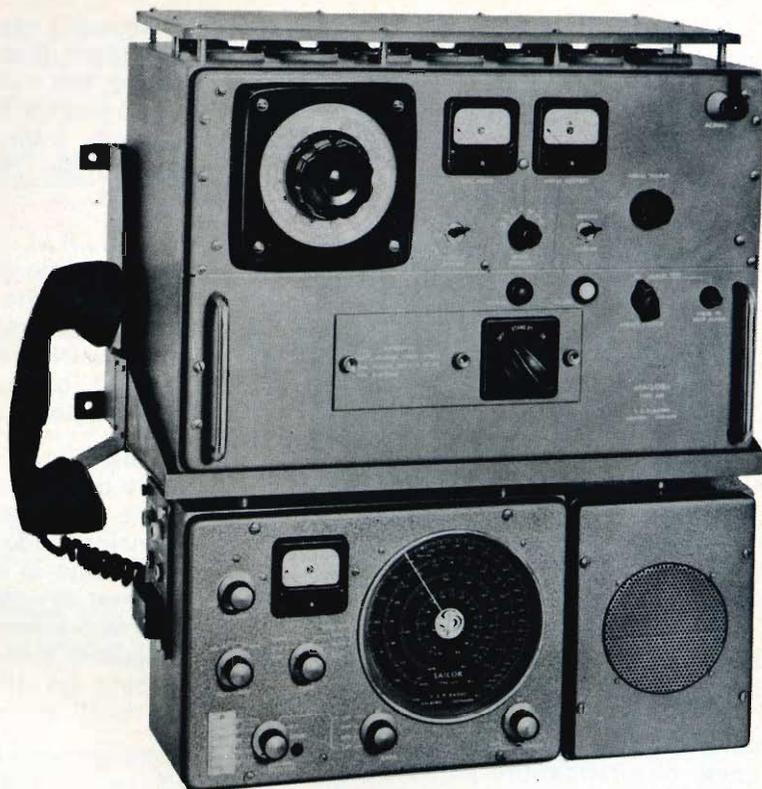
Soltanto recentemente, come abbiamo avuto occasione di pubblicare sulla rivista, il Ministero competente ha disposto che a questo genere di imbarcazioni fosse riservata la frequenza di 27,120 MHz, sulla quale il servizio dovrebbe essere assicurato dalle sedi della Lega Navale Italiana e dai club nautici locali.

Sui radiotelefoni destinati a tale gamma avremo occasione di parlare in altra occasione, comunque riteniamo opportuno segnalare ai nostri lettori qualche tipo di questi apparecchi, sperando che queste indicazioni possano essere utili a coloro che iniziano con anticipo le loro piccole crociere sul mare. In figura 1 è rappresentato, ad esempio, il rice-trasmettitore della **Sony C.B. 400**, a 14 transistori, 3 diodi ed 1 termistore, e che è adatto a lavorare sulla gamma 27040-27144 kHz in modulazione di ampiezza, anche con quattro frequenze rapidamente selezionabili. La sezione ricevente è del tipo supereterodina con sensibilità di 1 μV per un'uscita di 50 mW e con massima uscita di 550 mW.

Il trasmettitore, avendo una potenza di 100 W, consente collegamenti sicuri fra 500 e 1.000 m nelle zone cittadine, da 4 a 5 km nelle località periferiche e da 10 a 20 km in mare od in pianura.

Altri radiotelefoni che permettono di ottenere delle ottime prestazioni sono il modello **Hitachi - CH 1330 R,** con una potenza di uscita di 1 W **(G.B.C. - ZZ/1840-00)** ed il **Tokay - TC 5005** con potenza di uscita di 5 W **(G.B.C. - ZZ/1860-00).**

Per quanto concerne gli apparati destinati alle imbarcazioni per il grande e medio turismo ci hanno favorevolmente

Fig. 2 - Complesso trasmettitore SAILOR 56 D e Ricevitore 66 T per naviglio da grande e medio turismo.

impressionato i modelli SAILOR di costruzione danese e venduti in Italia dalla GENERALMARE di Genova. In figura 2 è visibile il complesso costituito dal trasmettitore SAILOR 56 D e dal ricevitore SAILOR 66 T.

Il circuito del trasmettitore comprende 12 transistori, 4 valvole e 9 diodi. La sua potenza è dell'ordine di 100 W non modulati. La copertura di gamma va da 1.600 a 4.200 kHz (gamma marittima). L'alimentazione del complesso può essere effettuata tanto in corrente continua a 24 V quanto in corrente alternata a 110 o 220 V. Il trasmettitore è munito di un dispositivo automatico che premendo un

Fig. 3 - Pilota automatico per naviglio di piccolo tonnellaggio Decca 250

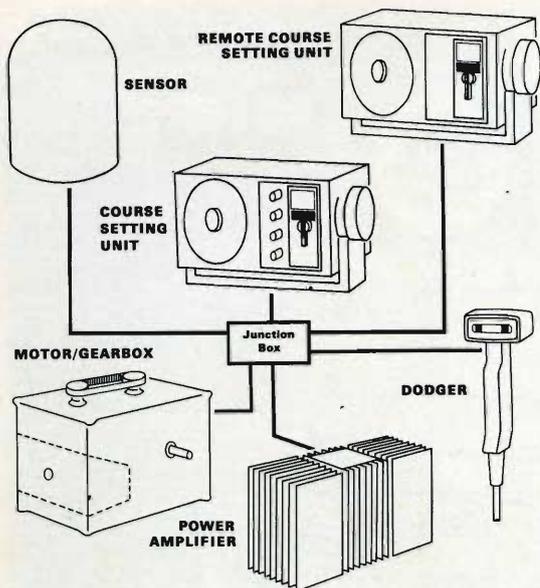



Fig. 4 - Schema dei collegamenti del pilota automatico Decca di figura 3.

pulsante trasmette con continuità il segnale di allarme (soccorso).

Il ricevitore, completamente transistorizzato (12 transistor e 6 diodi) riceve le seguenti gamme: 1.600 - 4.200 kHz onde marittime, 525 - 1.600 kHz radiofonida circolare, 255 - 425 kHz e 150 - 285 radiofari, e può essere impiegato per eseguire rilevamenti radiogoniometrici tanto sulla gamma dei radiofari quanto sulle altre gamme.

La S.I.R.M., che gestisce il servizio radiomarittimo di assistenza, ha presentato come al solito una ricca gamma di apparecchi comprendente radiotelefoni, radiogoniometri professionali, ecometri di vario tipo, girobussole, radar ed altri apparati destinati alla radionavigazione.

Anche la DECCA ha esposto una vasta serie di apparecchi ad alto livello tecnico quale il pilota automatico per navi di dimensioni ridotte, del quale in figura 3 riportiamo la fotografia ed in figura 4 lo schema di installazione di un esemplare a trasmissione meccanica. Per navi di maggiore tonnellaggio la DECCA ha progettato un'ottima serie di radra, alcuni dei quali transistorizzati.

Radar miniatura, adatti ad essere installati su imbarcazioni da diporto sono stati presentati dalla SPERRY GYROSCOPE DIVISION, che in Italia è rappresen-

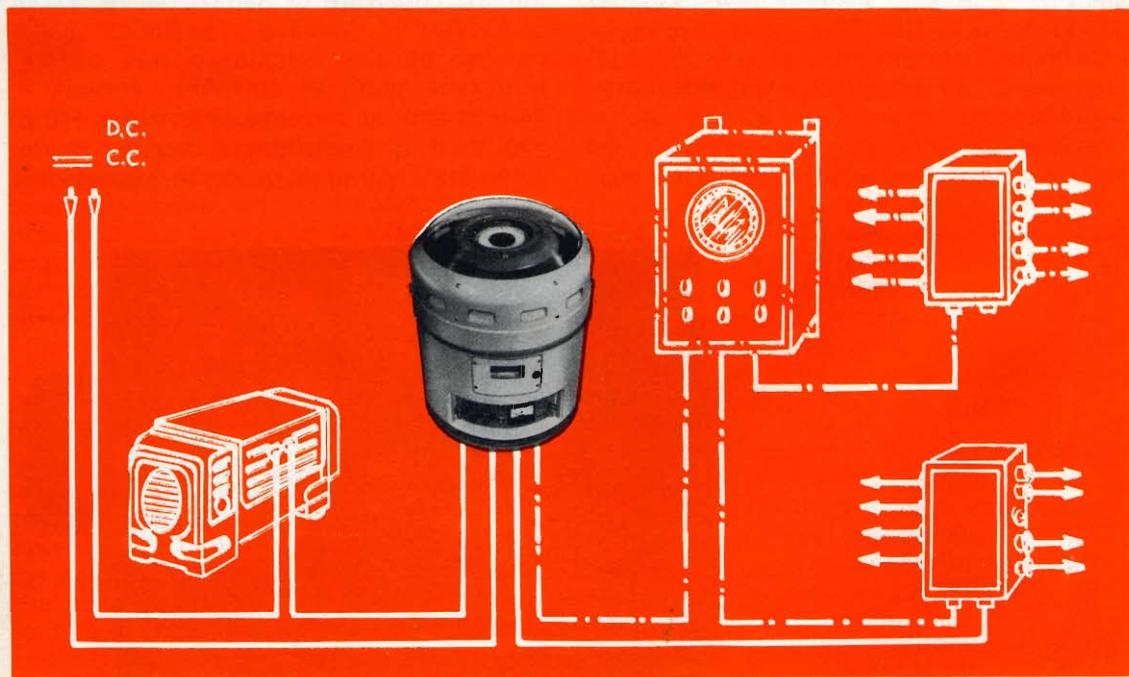



Fig. 5 - Esempio di impianto di girobussola della Microtecnica con alimentazione in corrente continua.

Fig. 6 - Ricevitore per bordo RACAL - RA1218 con indicatore di frequenza elettronica e copertura di gamma da 1 a 30 MHz.

tata dalla SALMOIRAGHI, mentre la Microtecnica ha messo in evidenza molti tipi di radioapparati fra i quali una interessante girobussola, di cui in figura 5 riportiamo lo schema dei collegamenti, alcuni scandagli ultrasonori ed apparati radar.

Senza proseguire in una elencazione che potrebbe apparire anche troppo scheletrica, ma tenendo conto del fatto che in questi ultimi tempi molti sono stati i lettori che hanno mostrato interesse tanto per gli apparecchi radiogoniometrici, per gli scandagli ultrasonori ed i radar per la marina da diporto e sciogliendo fra l'altro una promessa che avevamo fatto loro a suo tempo, pubblichiamo i nomi delle principali ditte che al Salone di Genova hanno esposto apparecchi del genere:

APEL-MAR, Via San Luca 2, Genova (Simrad, Koden Electronics, Marine Electronics) - AUTOVOX, Via Salaria 198, Roma - S.I.R.M., Piazzale Giulio Douhet 25, Roma (Apelco, Atlas, Plath, Marconi Marine, Gec, Aei Electronics) - SONY - G.B.C., V.le Matteotti 66, Cinisello Balsamo, Milano - CHAMPION REKORD SAS, Via Longhena 4, Milano (Brookes & Ghatehouse, Kelvin Hughes, Redifon Ltd) - ITALSONICS, Via Sardegna 29, Roma - GENERALMARE, Via Trieste 8, Genova (Emi, Muirhead Ltd, Sharp & Co, Radio Sailor) - MICROTECNICA, Via Madama Cristina, 147, Torino - SALMOIRAGHI, Via Raffaello Sanzio, 5 Milano - TELEMAR, V.le Tiziano 19 Roma - TOCCOLINI A., P.zza S. Agostino 20, Milano.

Terminiamo questa breve panoramica prendendo atto che il IX Salone internazionale di Genova ha concluso positivamente il suo primo periodo di vita. Ci auguriamo pertanto che i produttori di apparecchiature radio elettriche, prendano in maggior considerazione questa rassegna mondiale che non può che avere degli effetti positivi per la loro attività.

Il progresso dei semiconduttori professionali è continuo. Al thyristore è succeduto il triac capace di immettere in un carico una frazione più o meno grande di potenza durante la semionda positiva e negativa della tensione alternata di rete. Il dispositivo che regola l'angolo di circolazione della corrente durante queste due semionde è il diac. Con questi due semplici e robusti dispositivi è possibile controllare elettronicamente livelli elevati di potenza.

ELETTRONICA INDUSTRIALE

IL TRIAC E IL DIAC:

IL THYRISTORE BIDIREZIONALE ED IL SUO DISPOSITIVO DI INNESCO

Caratteristiche ed impieghi

a cura dell'Ing. G. Binelli

Un triac, o thyristore bidirezionale a tre elettrodi, è un dispositivo a semiconduttore che può bloccare lasciar passare la corrente in entrambe le direzioni. Esso si può quindi considerare come derivante della combinazione di due thyristori in antiparallelo, ma con un unico elettrodo di comando (gate - fig. 1). A differenza del thyristore, il triac può venire innescato sia da un impulso positivo che da un impulso negativo nell'elettrodo di comando.

La serie dei triac BTX 94 (Philips) fa parte di quei dispositivi a semiconduttore destinati ad applicazioni di controllo di potenza in corrente alternata in campo industriale, come ad esempio il controllo di temperature nei forni elettrici o gli interruttori statici. La serie comprende otto elementi, adatti ad essere usati con tensioni da 100 a 800 V. Il dispositivo è provvisto di un involucro filettato ed il suo ingombro è simile al SO-36.

Caratteristica tensione-corrente del triac

Giacché il triac può essere visto come una coppia di thyristori in antiparallelo, è naturale che la sua caratteristica tensione-corrente sia simile a quella del thyristore. La caratteristica statica di un triac è mostrata in fig. 1 a e si può facilmente vedere come essa derivi dalla congiunzione delle parti « positive » di due thyristori.

Con riferimento alla Fig. 1, quando il terminale 1 è positivo rispetto al terminale 2, il triac lavora nel primo quadrante degli assi coordinati. Se il triac non viene

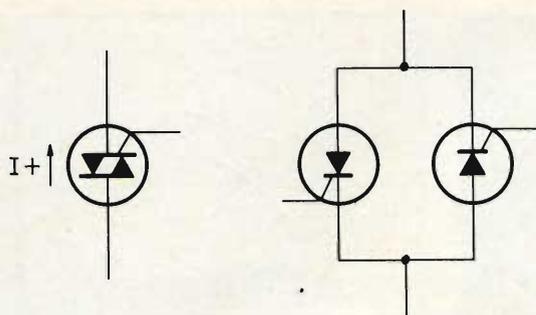



Fig. 1 - Il triac deve essere considerato due thyristori collegati in antiparallelo.

innescato, la sua caratteristica è simile a quella di un thyristore in blocco diretto. Se la tensione continua ad aumentare, raggiunto un valore detto tensione di rottura (breakover voltage), il triac entra in conduzione spontaneamente (avalanches) senza bisogno dell'impulso d'innesco nell'elettrodo di controllo. Una volta entrato in conduzione, la caratteristica del triac è simile a quella di un diodo a semiconduttore, piccoli aumenti di tensione provocano grandi aumenti di corrente. Naturalmente, il triac può essere innescato e portato sulla caratteristica di conduzione a tensioni più basse di quella di rottura diretta, inviando nell'elettrodo di comando un impulso negativo o positivo.

E' molto importante notare che, in questo caso, il triac rimane acceso, solo se prima della fine dell'impulso di innesco la corrente di conduzione ha potuto superare la corrente di aggancio (latching current).

Quando il triac si trova col terminale 2 positivo rispetto al terminale 1, esso lavora nel terzo quadrante degli assi coordinati. Le caratteristiche di blocco e conduzione sono simili a quelle del primo quadrante, ma con le polarità invertite. Il triac, sia nel **primo**, che nel **terzo** quadrante, può essere innescato da un impulso positivo così come da uno negativo.

Una volta innescato, il triac, così come il thyristore, deve sempre condurre una corrente superiore alla corrente di man-

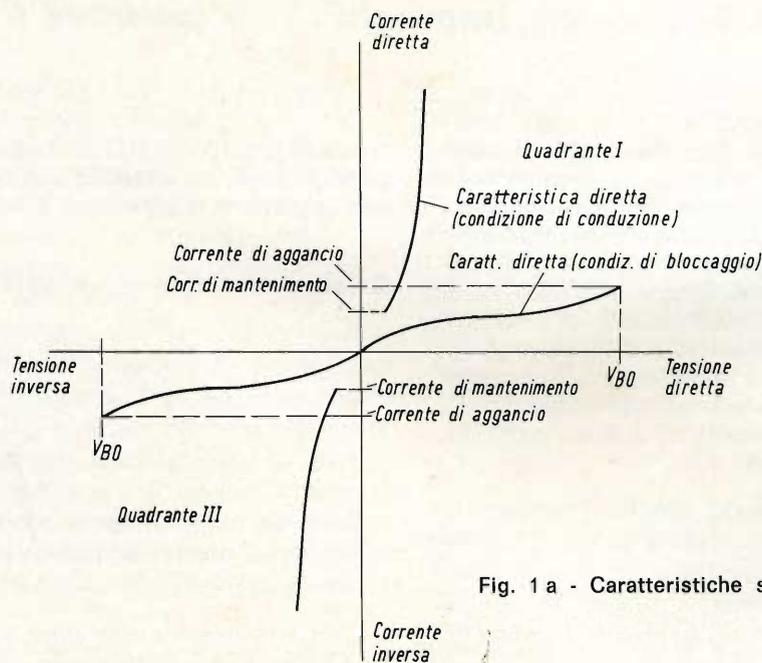



Fig. 1 a - Caratteristiche statiche del triac.

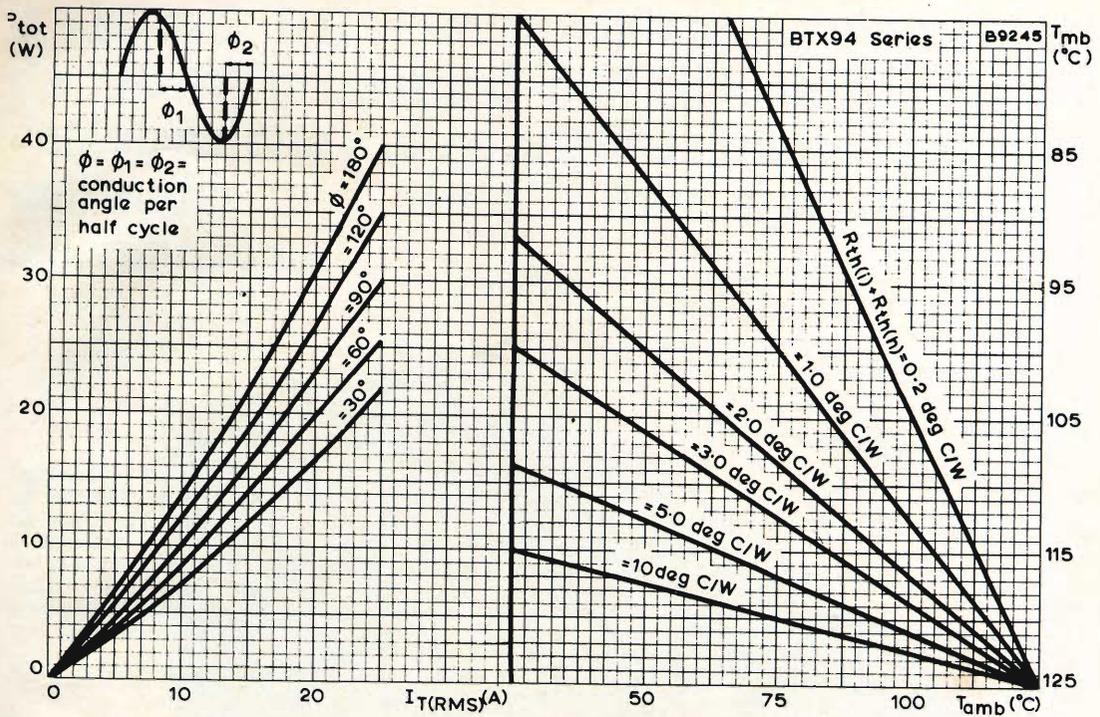



Fig. 2 - Massime temperature dell'ambiente e della base di montaggio in funzione della corrente di conduzione della resistenza termica del dissipatore.

tenimento (holding current), altrimenti si riporta allo stato di blocco diretto.

Progetto del dissipatore

Si può notare come le curve che forniscono i dati necessari al dimensionamento del dissipatore, rappresentate nella Fig. 2, siano diverse da quelle del thyristore. Infatti, le curve del triac sono riferite alla corrente efficace, mentre quelle del thyristore sono riferite alla corrente media. Confrontando le curve del triac con quelle del thyristore, si può vedere anche come, per un dato valore di corrente efficace, la massima dissipazione per un triac si ha nella piena conduzione, mentre per il thyristore, considerando il valore medio della corrente, questa si ha col minor angolo di conduzione.

In generale il triac può essere adoperato là dove si potrebbero usare due thyristori in antiparallelo; vale a dire nei sistemi di controllo totale di corrente alternata. Il triac offre molti vantaggi rispetto ad un sistema analogo con thyristori. In particolare, viene semplificato il calcolo del dissipatore, giacché vi è un solo elemeno, ed il circuito di innesco è molto più semplice di quello necessario per un circuito con thyristore.

Innesco con un diac

Un diac è un dispositivo a semiconduttore con due elettrodi che può essere reso conduttore in **entrambe** le direzioni. Esso è stato sviluppato appositamente per i circuiti d'innesco di thyristori e triac. Se si applica al diac una tensione crescente, attraverso di esso scorre una piccola corrente di dispersione (leakage current), finché non si raggiunge la tensione di rottura o di innesco (breakover voltage), dopo la quale la tensione diminuisce e la corrente aumenta. La caratteristica tipica del diac è mostrata nella Fig. 3.

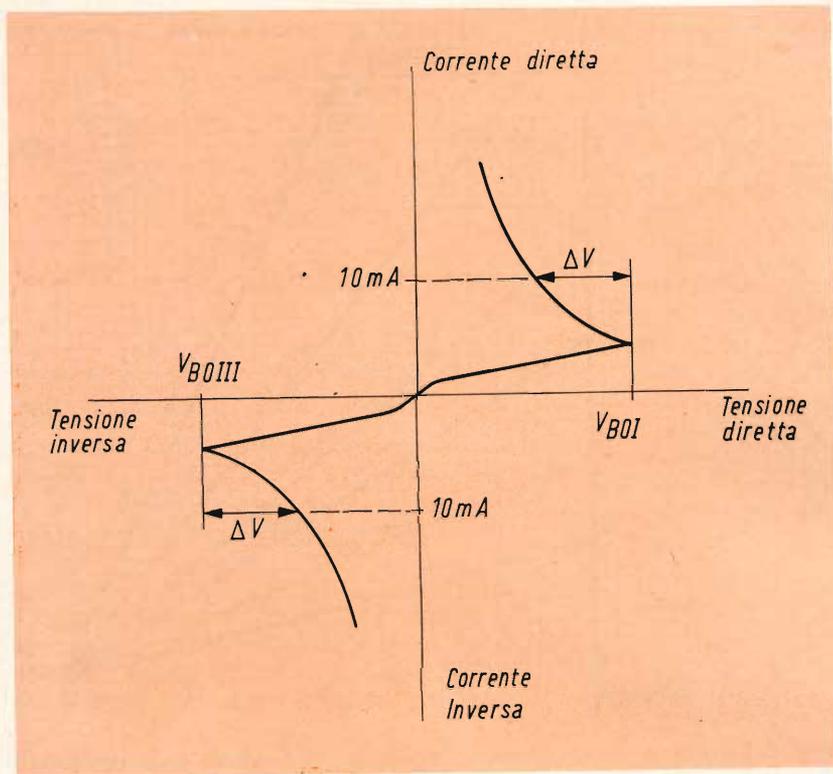



Fig. 3 - Caratteristiche statiche del diac; V_{BOI} e V_{BOIII} sono le tensioni di rottura, ΔV è la tensione di caduta quando il diac entra in conduzione.

Sistemi di innesco di un triac

La scelta di un triac per una particolare applicazione dipende dalle caratteristiche dell'applicazione stessa: il tipo di carico che dev'essere controllato, i transistori di tensione e così via. Malgrado il largo campo di applicazioni, tuttavia, i modi di innesco sono sempre gli stessi. Vi sono tre modi per innescare un triac: con un diac, con un modulo per innesco di thyristori, e con generatore d'impulsi appositamente progettato. La scelta del circuito d'innesco dipende dal tipo di controllo che si vuol ottenere.

Il diac ha il vantaggio di presentare una tensione di rottura diretta e non inversa, e può quindi essere usato per innescare un triac sempre nella polarità più efficace per l'elettrodo di comando. Le Fig. 4, 6 e 7 mostrano alcuni circuiti tipici, che usano il diac come dispositivo d'innesco per il triac.

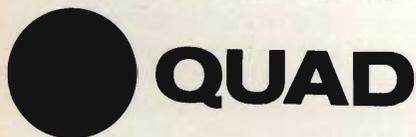
Il circuito di Fig. 4 usa una semplice rete RC, disposta in parallelo al triac e collegata all'elettrodo di comando con il diac BR 100. Nella semionda positiva della tensione di alimentazione, quando la tensione sul condensatore raggiunge circa 32 V, il diac entra in conduzione (breaks over) e il condensatore si scarica attraverso l'elettrodo di controllo del triac. Allora il triac s'innesca e la corrente scorre attraverso il carico.

La tensione sul condensatore, dopo l'innesco, crolla al valore determinato dal diac innescato (break back voltage) che è di circa 6 V, e poi scende, giacché il condensatore continua a scaricarsi attraverso il triac. Il fenomeno si ripete in maniera analoga nella semionda negativa.

La forma d'onda della tensione sul condensatore è mostrata nella Fig. 5. La rapidità con cui il condensatore si scarica dipende dal condensatore stesso e dal valore della resistenza variabile posta in serie, per cui il punto al quale la tensione sul condensatore diventa uguale a quella di innesco del diac può venir variato lungo il semiperiodo. In questo modo, il valor medio della tensione sul carico (determinato dall'angolo di condu-

il **QUAD 50** è un amplificatore monofonico da 50 W progettato per diffusione sonora, registrazione e altre applicazioni nell'industria dell'audio che offre la più alta qualità di riproduzione.

INGRESSI: 0,5 Vrms non bilanciati con predisposizione attraverso una presa opzionale, al collegamento a linee a 600 Ω.

USCITE: isolate a 50 W nella gran parte delle impedenze comprese fra 4 e 200 Ω.

per il massimo avvicinamento al suono naturale

ACOUSTICAL MANUFACTURING CO. LTD. HUNTINGDON (0480) 2561/2

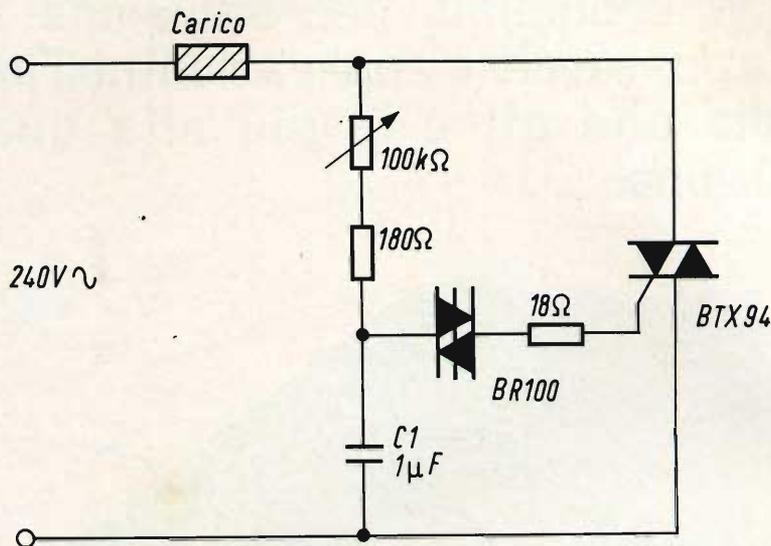



Fig. 4 - Semplice circuito di controllo con triac innescato da un diac.

zione ϑ può essere controllato, agendo sulla resistenza variabile.

La semionda positiva raffigurata in Fig. 5 rappresenta la prima semionda, dopo che è stata data tensione. Il condensatore inizia a caricarsi appena si dà tensione, quando il diac s'innesta, la tensione sul condensatore crolla quasi istantaneamente alla tensione determinata dal diac innescato.

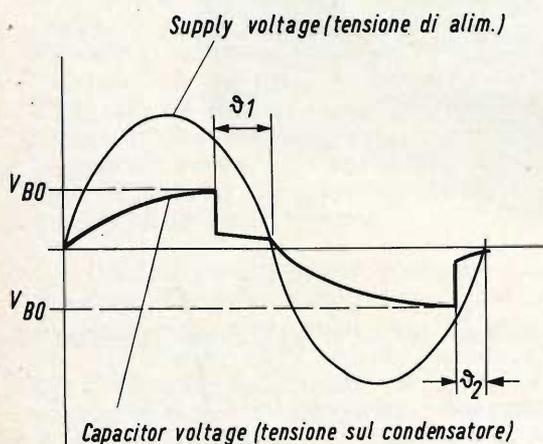



Fig. 5 - Relazione fra le forme d'onda della tensione di alimentazione, della tensione sul condensatore e della tensione di rottura del diac nel circuito precedente.

Dopo di questo istante, essendo il triac in conduzione, il condensatore si scarica attraverso Rz.

Con angoli di conduzione elevati, quando cioè l'innesco avviene all'inizio della semionda, il condensatore può scaricarsi completamente prima dell'inizio della semionda successiva.

In questo caso, il fenomeno si ripete nella semionda negativa, salvo le polarità invertite, nello stesso modo e con gli stessi valori, e continua poi senza variazioni apprezzabili per tutte le semionde successive, mantenendo inalterato l'angolo di conduzione.

Quando invece si vuole un basso angolo di conduzione, accade che all'avviamento l'angolo effettivo sia molto più elevato di quello impostato, salvo poi assestarsi dopo alcune semionde, dando luogo ad un transitorio nella tensione sul

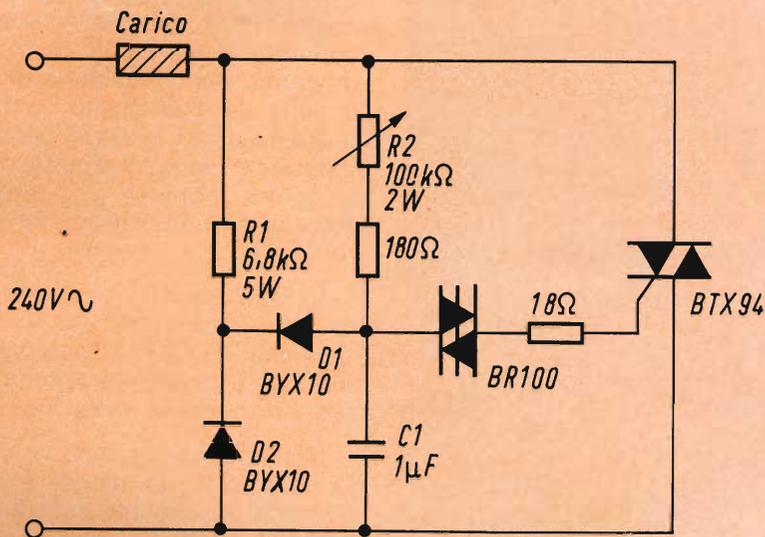



Fig. 6 - Circuito di cotnrollo con triac innescato da un diac progettato per minimizzare l'effetto snap-on.

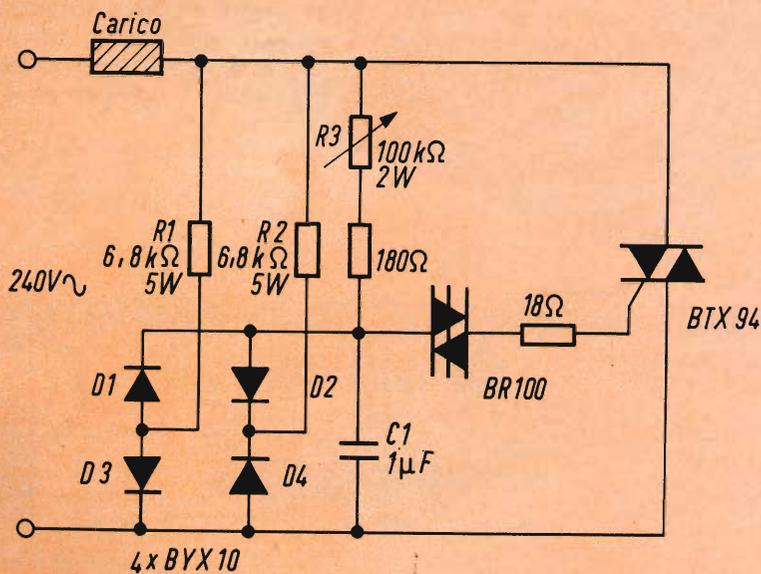



Fig. 7 - Circuito di controllo con triac innescato da un diac senza l'effetto snap-on.

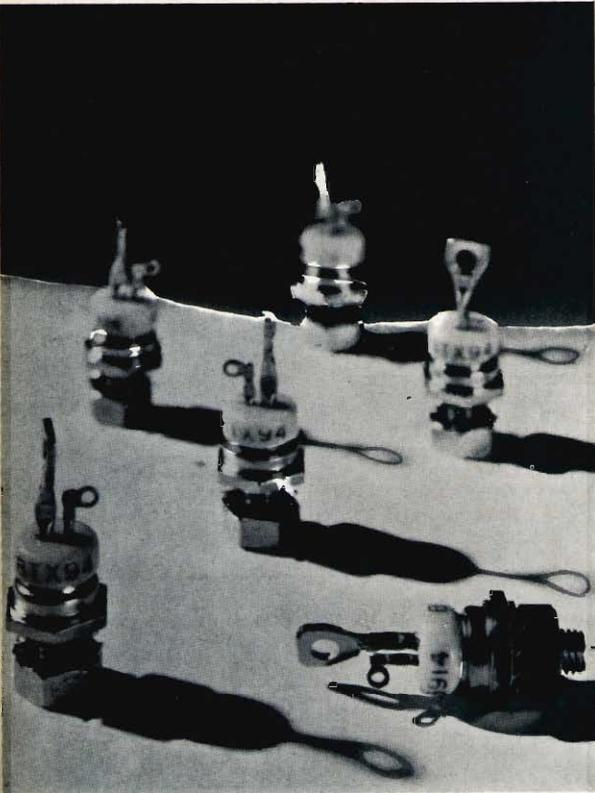



Fig. 8 - Alcuni tipi di triac.

carico (snap-on) che può essere pericoloso. Questo accade perché, se l'innesco avviene verso la fine del ciclo, il condensatore non riesce a scaricarsi completamente prima del ciclo successivo, quindi la sua tensione può essere ancora apprezzabile. In questo caso, giacché la costante di tempo di carica resta quella di prima, ma la tensione di partenza non è nulla ed è di segno contrario rispetto a quella a cui si deve caricare, l'istante d'innesco viene raggiunto con un ritardo maggiore, rispetto allo zero di tensione, della semionda precedente. In altre parole $\vartheta_2 < \vartheta_1$.

Questo può dar luogo, per una tensione di alimentazione di 240 V, ad una sovratensione iniziale di parecchie decine di Volt. Un circuito che minimizza questo effetto è mostrato nella Fig. 6.

Nella semionda positiva della tensione, la capacità C_1 si scarica attraverso la resistenza R_2, mentre i diodi D_1 e D_2 sono bloccati. Quando il diac si innesca, la capacità si scarica bruscamente sul gate del triac, fino a circa 6 V, poi, giacché la tensione ai capi del triac acceso è praticamente nulla, si scarica attraverso D_1 R_1 con una costante di tempo molto più breve del caso precedente, quando doveva scaricarsi attraverso R_2.

Durante la semionda negativa invece D_2 è in conduzione, quindi D_1 è bloccato e la scarica di C_1 avviene ancora attraverso R_2. Questo fa sì che il condensatore sia sicuramente scarico alla fine della semionda positiva, ma non di quella negativa; l'effetto di snap-on viene minimiz-

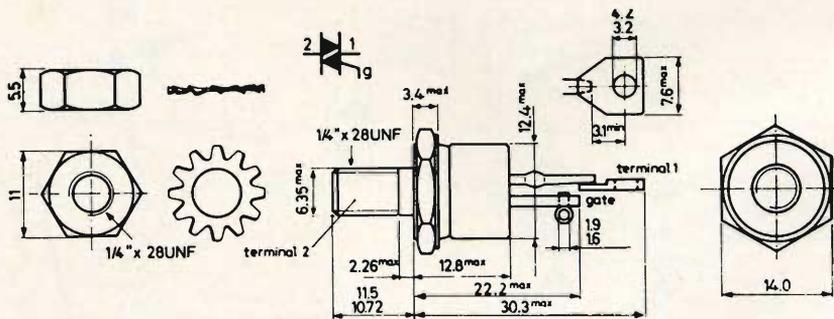



Fig. 9 - Dimensioni d'ingombro del triac BTX94

Fig. 10 - Ubicazione degli stadi n e p nel cristallo di silicio costituente un triac.

zato ma non annullato; inoltre sul carico la semionda positiva è diversa da quella negativa, vi è cioè una componente continua. Da notare che, in questo caso, se il diac non viene innescato, il condensatore si scarica ugualmente al passaggio della tensione per lo zero.

Un circuito che elimina completamente l'effetto snap-on è mostrato nella Fig. 7. In questo circuito, il condensatore viene scaricato completamente ogni volta che il triac s'innesca, sia nella semionda positiva che in quella negativa, attraverso una delle resistenze da 6,8 kΩ. Se il triac non viene innescato, la scarica avviene

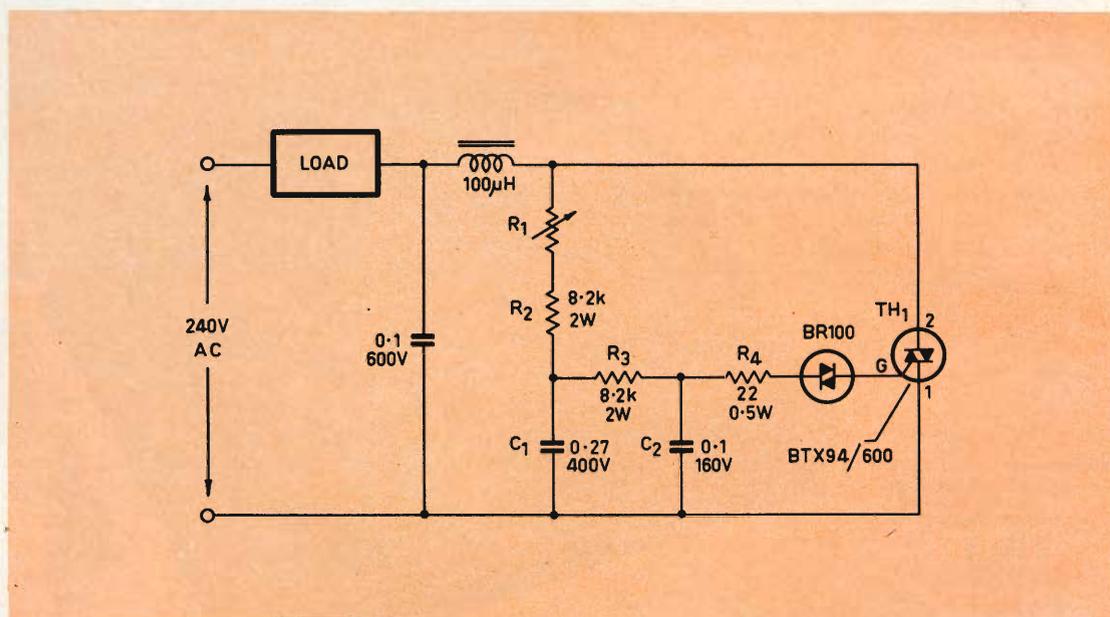



Fig. 11 - Esempio di impiego di un triac (BTX94) comandato da un diac BR100. La corrente controllabile arriva fino a 25 A_{eff}. Il triac deve essere montato in un adatto dissipatore di calore. Il potenziometro R_1 può essere un termistore NTC o un fotoresistore (LDR) a seconda dei casi.

ugualmente al passaggio della tensione per lo zero. Dei tre circuiti mostrati, il circuito di fig. 4 è il più semplice, ma presenta un notevole effetto snap-on. Esso non è adatto per quelle applicazioni che richiedono un controllo lineare alle basse potenze. Comunque è possibile controllare la tensione d'uscita da 60 V fino ai 240 V dell'alimentazione. Il circuito si può adoperare per semplici controlli di lampade ad incandescenza e simili applicazioni fino a potenze di circa 6 kW. I circuiti di Fg. 6 e 7 consentono un controllo lineare in un più vasto campo di regolazione: dal 5% al 98% della potenza massima per il circuito di Fig. 6 e dal 2% al 98% per il circuito di Fig. 7. Il circuito di Fig. 7 è altresì necessario quando si richieda una forma d'onda simmetrica.

NUOVI PRODOTTI

PROTEGGETE DALL'UMIDITA' E DALL'AZIONE DEGLI AGENTI ATMOSFERICI L'IMPIANTO ELETTRICO DEI VOSTRI AUTOVEICOLI USANDO IL LUBRIFICANTE PROTETTIVO ANTIOSSIDANTE ELECTROLUBE 2A-X.

Gli indicatori di direzione, i commutatori delle luci abbaglianti ed anabbaglianti, le spazzole della dinamo e del motorino di avviamento, i contatti della batteria, il sistema di accensione della Vostra automobile hanno sempre risposto con sicurezza o vi hanno creato qualche problema?

I contatti elettrici della Vostra automobile sono facilmente soggetti all'ossidazione od alla formazione di condensazione diventando perciò inefficienti od instabili.

L'ELECTROLUBE ha pronto per Voi la soluzione di questi problemi, soluzione semplice ed efficace. **L'ELECTROLUBE ha infatti studiato e messo a punto un preparato universale, per pulire e proteggere i contatti elettrici,** caratterizzato da eccezionali proprietà penetrative. Questo liquido, contenuto in un barattolo spray, è disponibile presso tutti i punti di vendita G.B.C. in Italia; la sua sigla è 2A-X (n. di codice G.B.C. LC/0680-00).

Esso, spruzzato in piccola quantità sul contatto elettrico, elimina ogni traccia di ossidazione o di incrostazione esistente; dopo la prima spruzzata, ove possibile, strofinare i contatti con un panno pulito ed, in ogni caso, azionare più volte i contatti per favorire l'azione del lubrificante.

A questo punto i contatti hanno riacquistato, anzi aumentato, la loro efficacia; inoltre, il leggero strato che permane sui contatti previene la formazione di un'ulteriore ossidazione. Ciò equivale ad un notevole aumento della durata del contatto stesso, ed a una pari diminuzione dei costi di manutenzione. A tale proposito possiamo dire che la FIAT ha espressamente consigliato a tutti i suoi punti di assistenza l'impiego dell'ELECTROLUBE sui contatti elettrici di alcuni tipi di sue vetture.

MODALITA' D'IMPIEGO PER LA PROTEZIONE BATTERIA E SUO ALLOGGIAMENTO

— Pulire le parti ossidate con l'impiego dello spray ELECTROLUBE e uno straccio.

— Applicare uno strato di 2A-X sui morsetti, sui poli, sulle parti metalliche non protette, sui ponti tra le celle.

— Ripetere l'operazione ogni 5-6 mesi.

DINAMO

— Smontare la dinamo, estrarre il rotore e le spazzole.

— Pulire bene il collettore.

— Applicare un leggero strato di 2A-X sul collettore, sulle spazzole e sui morsetti.

SPINTEROGENO

I contatti dello spinterogeno sono soggetti alla corrosione a causa della formazione di scintille.

— Pulire bene, con le modalità indicate, tutte le parti ossidate o corrose.

— Applicare un leggero strato di ELECTROLUBE sui contatti.

IMPIANTO DI ILLUMINAZIONE

— Estrarre tutte le lampade dai relativi portalampade.

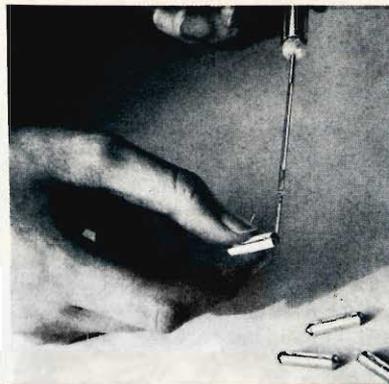
— Pulire, con le solite modalità, le parti ossidate.

— Applicare l'ELECTROLUBE su tutti i contatti elettrici, molle di pressione, portalampade, cavetti, morsetti e virole delle lampade.

Il trattamento può essere ripetuto ogni 2-3 mesi nei periodi invernali.

MOTORINO DI AVVIAMENTO

A causa della elevata corrente di avviamento si verificano, sul collettore, leggere corrosioni che provocano un aumento della resistenza di passaggio della corrente tra il collettore stesso e le spazzole.

La conseguenza è un avviamento difettoso che, specialmente nei mesi invernali, a causa della bassa temperatura, può diventare inaccettabile poiché porta inevitabilmente alla scarica della batteria.

Il trattamento preventivo di pulitura e protezione delle ossidazioni da eseguire è quello stesso previsto per la dinamo.

Il trattamento protettivo deve essere ripetuto ogni 8-12 mesi.

ACCESSORI A MOTORE

Per gli altri motori utilizzati per il riscaldamento, raffreddamento, tergicristalli, il trattamento è identico a quello della dinamo.

INTERRUTTORI

Tutti gli interruttori necessitano di un trattamento protettivo adeguato, se non si vuole che si verifichino improvvise interruzioni.
Ciò vale soprattutto per gli interruttori a pedale, quelli delle portiere e del cofano che sono esposti, in modo particolare, all'azione degli agenti atmosferici.

FUSIBILI

Applicare uno strato di ELECTROLUBE sui morsetti portafusibili e sui cappellotti dei fusibili.

Il trattamento è da eseguire ogni 6 mesi.

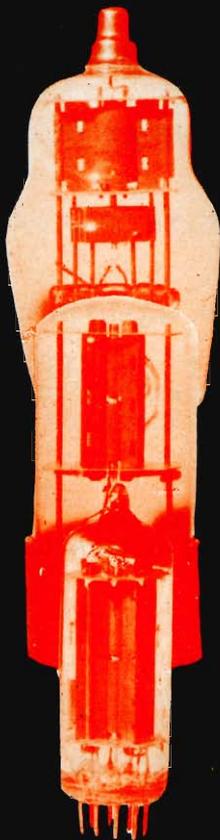
ANTENNE E AUTORADIO

Applicare l'ELECTROLUBE sui singoli settori dell'antenna, sulla sfera e sui morsetti dei cavetti di collegamento.
Il trattamento dell'antenna deve aver luogo ogni 2 o 3 mesi.

IL TRATTAMENTO CON ELECTROLUBE

- **AUMENTA LA SICUREZZA DELL'AUTOVEICOLO**
- **PROLUNGA LA DURATA DELLE PARTI ELETTRICHE**
- **RIDUCE I COSTI DI MANUTENZIONE**

L'ELECTROLUBE NON E' UN ANTIRUGGINE, MA UN LUBRIFICANTE ANTIOSSIDANTE PROTETTIVO PER CONTATTI ELETTRICI.

Distribuiti dalla G.B.C. Italiana
V.le Matteotti, 66 - 20092 Cinisello B. - MI

Il DS-8, dispositivo per la composizione automatica del numero telefonico libera l'utente dalle noiose operazioni che richiedono il comporre o l'imparare a memoria i numeri telefonici.

Con il DS-8, l'utente dovrà soltanto premere un solo pulsante per chiamare un abbonato, alzando o non alzando il microfono. Schiacciare il pulsante senza alzare il microfono vuol dire che l'apparecchiatura permette all'utente di non compiere nessun'altra azione fino al momento giusto, quando cioè si sente la risposta della persona chiamata attraverso un altoparlante incorporato nell'apparecchio. Allora l'utente può sollevare il microfono.

Il rumore, nel DS-8, è completamente eliminato perché i convenzionali meccanismi a camme ed i relé sono stati sostituiti dai semiconduttori.

Il tempo richiesto per la trasmissione dell'impulso di chiamata è di gran lunga più corto se paragonato a quello degli altri sistemi tradizionali di composizione automatica. Compatto e semplice, il DS-8 può memorizzare fino a 28 numeri al massimo di 11 cifre. Nel caso che venga schiacciato il pulsante sbagliato, l'utente preme il pulsante con la scritta « RESET » e l'apparecchiatura cancella automaticamente la chiamata. Se si sente il segnale di «OCCUPATO», la chiamata viene cancellata dopo 50 secondi.

Tuttavia se l'utente desidera cancellarla subito, egli schiaccia il pulsante « RESET ».

Capacità di memorizzare i numeri telefonici: fino a 28. Cifre del numero telefonico permesse: fino ad 11 cifre. Velocità di composizione: 10 pps o 20 pps. Consumo d'energia: circa 5 W.

Alimentazione: c.a. 117 V (può essere variata a richiesta) 50/60 Hz.

Dimensioni: 200x70x320 mm.
Peso: circa 3 kg.

Vengono descritti due alimentatori stabilizzati impieganti i transistori al silicio BFY 52. Entrambi questi alimentatori possono fornire una tensione di uscita compresa tra 9 e 12 V. Il secondo alimentatore stabilizzato descritto è dimensionato in maniera da dare una maggiore stabilizzazione della tensione. Viene descritto infine un circuito invertitore capace di alimentare lampade fluorescenti con potenza rispettivamente di 4 e 6 W.

REALIZZAZIONI SPERIMENTALI

DUE ALIMENTATORI STABILIZZATI E UN INVERTITORE PER L'ALIMENTAZIONE DI LAMPADE FLUORESCENTI

di C. Gatti

Prima di descrivere gli alimentatori stabilizzati e l'invertitore, presentiamo in maniera molto succinta nella tabella 1 le caratteristiche principali dei transistori impiegati per la realizzazione di questi circuiti. I transistori sono, come già detto, i tipi BFY 50 e BFY 52. Sono transistori al silicio planari, e pertanto, capaci di offrire quelle caratteristiche di sicurezza di funzionamento e di stabilità peculiari alla tecnica planare. In particolare, i transistori della serie BFY 50 hanno un'elevata tensione inversa di collettore ed inoltre, un fattore di amplificazione in corrente continua controllabile fino a valori di corrente di collettore di 1 A.

Questi stessi transistori hanno tensioni di riposo emettitore-collettore molto

Tabella 1 - Dati tecnici caratteristici principali dei transistori BFY 50 e BFY 52		BFY 50	BFY 52
Tensione inversa di collettore	V_{CBO} = max	80 V	40 V
Tensione inversa collettore-emettitore	V_{CEO} = max	35 V	20 V
Corrente di collettore	I_c = max	1 A	1 A
Potenza dissipata complessiva con θ_G = 100 °C con θ_{amb} = 45 °C	 P_{tot} = max P_{tot} = max	 2,8 W 0,7 W	 2,8 W 0,7 W

		BFY 50	BFY 52
Temperatura alla giunzione	θ_J = max	200 °C	200 °C
Amplificazione in c.c. con I_C = 1 A	B ≧	15	15
Tensione di riposo emettitore collettore con I_C = 150 mA; I_B = 15 mA:	$V_{CE\ sat}$ ≦	0,2 V	0,35 V
con I_C = 1 A; I_B = 100 mA:	$V_{CE\ sat}$ ≦	1 V	1,6 V
Frequenza di transito con I_C = 50 mA:	f_T ≧	60 MHz	50 MHz

basse quali quelle che si ritrovano negli analoghi transistori al germanio impiegati nei circuiti di commutazione. Infine, questi transistori hanno una **frequenza di transito** che si spinge fino al valore di 50 MHz.

Il circuito degli alimentatori stabilizzati

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato capace di dare una tensione di uscita compresa tra 9,5 e 14 V con una corrente di 0,25 A. Il circuito è in tutto convenzionale. La tensione di riferimento che deve essere presente sull'emettitore del transistore T_1 viene mantenuta al valore di + 5,6 V mediante il diodo zener OAZ 202. Il resistore R_2 viene inserito allo scopo di far lavorare il diodo zener OAZ 202 in un punto della sua caratteristica in corrispondenza del quale la dipendenza della tensione in funzione della corrente è del tutto trascurabile.

Sulla base del transistore T_1 viene applicata mediante il potenziometro R_5 una frazione della tensione di uscita. Questa frazione della tensione di uscita evidentemente segue l'andamento della tensione di uscita dell'alimentatore. Tra base ed emettitore del transistore T_1 risulterà applicata la differenza esistente tra questa frazione della tensione di uscita e la tensione di riferimento fissata dal diodo zener OAZ 202. Questa tensione effettiva

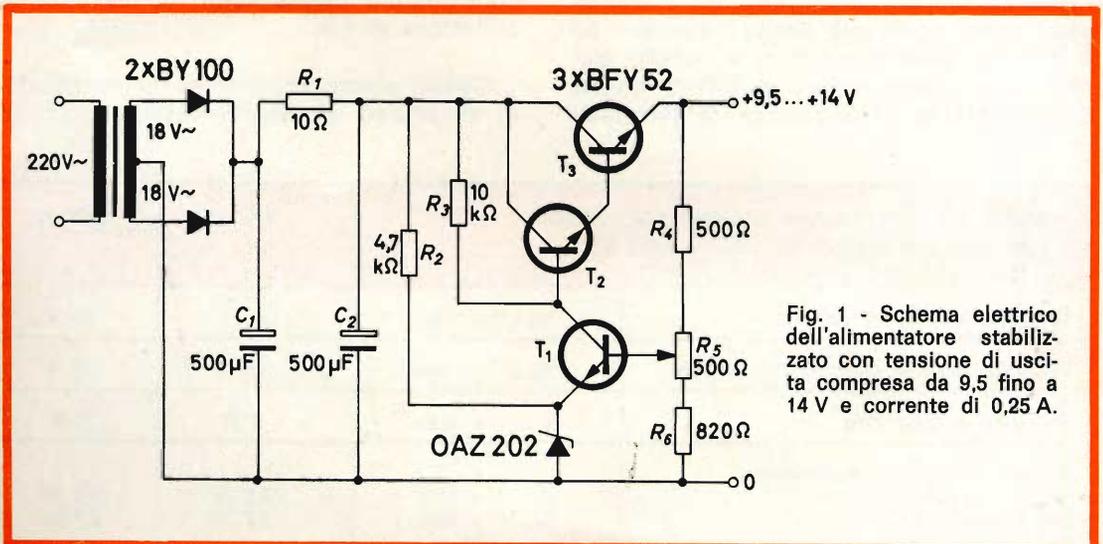



Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato con tensione di uscita compresa da 9,5 fino a 14 V e corrente di 0,25 A.

23 gamme di frequenza!

il mondo è nelle vostre mani con questo stupendo apparecchio radioricevente universale

Modello CRF-230, «World Zone» Capterete tutto ciò che c'è nell'aria... in qualsiasi parte del mondo... con il nuovo, meraviglioso, entusiasmante CRF-230 della SONY, l'apparecchio radioricevente universale «World Zone». Le sue 23 gamme di frequenza comprendono la intera gamma di radiodiffusione in modulazione di frequenza e di ampiezza: esso può captare onde corte, onde medie e onde lunghe in ogni paese del mondo, con l'alta fedeltà di un apparecchio radioricevente professionale. Con esso potrete captare le notizie radio direttamente dal luogo dove si stanno svolgendo gli avvenimenti. Potrete sintonizzarlo in modo da ascoltare musiche esotiche dai più remoti angoli della terra. O, se volete, potrete intercettare le trasmissioni dei radioamatori... sia quelle in cifra che quelle in chiaro. Dotato com'è di grande versatilità, l'apparecchio, di facile funzionamento, può venire usato in tutti i Paesi ed in tutte le località. Il SONY «World Zone», completamente transistorizzato, è un capolavoro della radiotecnica moderna.

SONY

che viene a stabilirsi tra emettitore e base del transistore T_1 è quella che, in definitiva, regola la conduzione dei transistori T_2 e T_3 montati in cascata.

Vediamo come funziona questo circuito stabilizzatore: supponiamo che la tensione di uscita subisca una riduzione per esempio, a causa di un maggiore assorbimento del carico. Automaticamente, diminuisce la tensione eméttitore-base del transistore T_1. E pertanto, la corrente di collettore di T_1 diminuirà mentre aumenterà proporzionalmente, la tensione sul collettore di questo stesso transistore aumenterà; ma siccome il collettore di T_1 è collegato alla base del transistore T_2, lo aumento della tensione presente sul collettore di T_1 produrrà automaticamente anche un aumento sulla tensione di base del transistore T_2. I transistori T_2 e T_3 possono considerarsi collegati come emitter-follower, e pertanto, un aumento della tensione sulla base di T_2 porterà automaticamente a un aumento della tensione di emettitore nel transistore T_3. È in questa maniera, quindi, che viene riportato il valore della tensione di uscita dell'alimentatore al valore che aveva prima che il carico cominciasse ad assorbire una maggiore corrente.

Con i valori nominali delle tensioni presenti all'ingresso ed all'uscita dell'alimentatore, la potenza dissipata nel transistore T_3 ammonta a 2 W. Questo valore può, però, salire fino a 3,4 W, nel caso in cui la tensione alternata applicata all'ingresso subisca un aumento del 10 %, e cioè, da 18 V passi a 20 V. Per questo motivo, il transistore T_3 ha bisogno di un dissipatore di calore. Questo dissipatore di calore, se l'alimentatore è destinato a funzionare con una temperatura ambiente di 50° C, deve possedere una resistenza termica di almeno 10° C/W.

Alimentatore con prestazioni superiori

Il circuito di fig. 2 si differenzia da quello indicato nella fig. 1 per il fatto che al posto del semplice transistore T_1 impiega un **amplificatore differenziale** formato dai transistori T_1 e T_1'. Questo accorgimento permette di dare una maggiore amplificazione alla variazione della tensione di uscita, e pertanto, permette di avere un alimentatore stabilizzato che reagisce più prontamente alle variazioni dovute all'assorbimento del carico. L'impiego dell'amplificatore differenziale permette inoltre di rendere meno sensibile la tensione stabilizzata dal diodo zener OAZ 202 alle va-

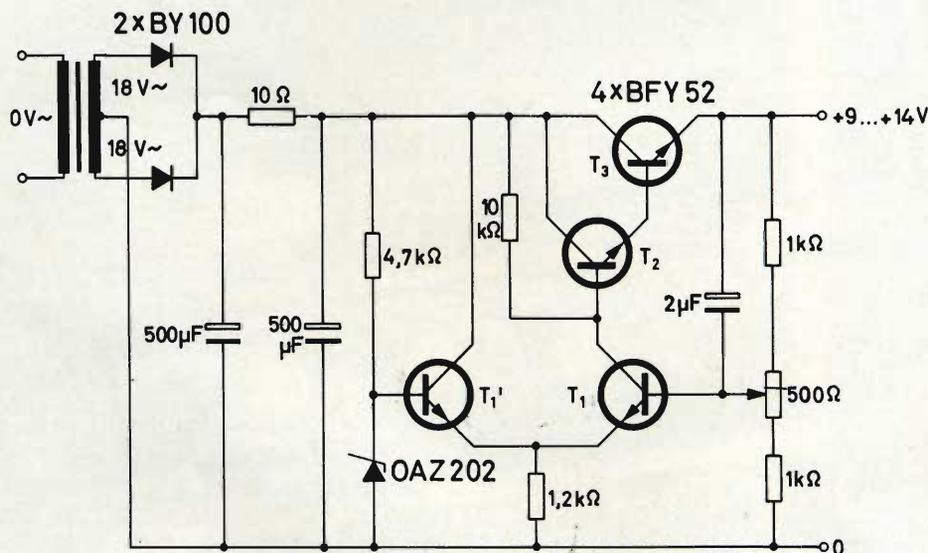



Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore stabilizzato capace di dare una tensione di uscita compresa tra 9 e 14 V ad una corrente di 0,25 A.

riazioni della corrente circolante nel resistore da 4,7 kΩ. Infine, l'amplificatore differenziale permette di eliminare quasi del tutto l'influenza della variazione della temperatura sulla tensione applicata tra base ed emettitore del transistore T_1.

Prestazioni dei due alimentatori stabilizzati delle fig. 1 e 2:

Corrente di uscita	250 mA
Tensione di ronzio	≦ 2 mV
Temperatura ambiente massima ammissibile	50° C
Variazione della tensione di uscita al variare della tensione alternata fornita dal trasformatore nell'ambito di variazione da 16 a 20 V (corrente di uscita 250 mA)	
Circuito di fig. 1	≦ 5 %
Circuito di fig. 2	≦ 4 %
Diminuzione della tensione di uscita dalla condizione a vuoto alla condizione a pieno carico dell'alimentatore (250 mA)	
Nel circuito di fig. 1	2 %
Nel circuito di fig. 2	1,5 %

Invertitore per lampade fluorescenti da 4 e 6 W

In fig. 3 è riportato il circuito di un invertitore capace di fornire la tensione alternata a lampade fluorescenti con potenza da 4 a 6 W.

L'invertitore è formato da due transistori TR_1 TR_2 (BFY 50) funzionanti in un circuito oscillatore push-pull ad onda quadra. Questa tensione ad onda quadra viene applicata agli elettrodi della lampada fluorescente attraverso un trasformatore avvolto su un nucleo di ferroxcube. Gli avvolgimenti indicati con n_3 e n_4 sono gli avvolgimenti primari di collettore mentre l'avvolgimento secondario n_7 provvede a fornire la tensione di controreazione necessaria a mantenere le oscillazioni. La frequenza di funzionamento dell'oscillatore viene controllata principalmente da condensatore C e dai resistori R_2 e R_4.

Il condensatore C è da 1 μF, e viene continuamente caricato e scaricato dalla tensione rettangolare presente sull'avvolgimento n_1 (n_7). In realtà, la corrente di

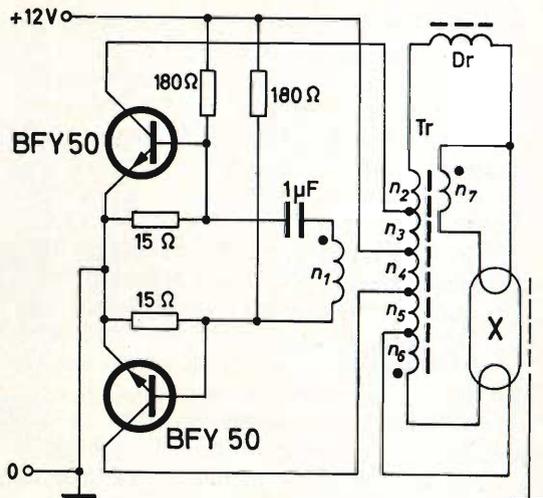



Fig. 3 - Schema elettrico dell'invertitore per l'alimentazione di lampade fluorescenti da 4 e 6 W.

carica di questo condensatore scorre nella giunzione emettitore-base di uno o dell'altro transistore quando ciascuno si trova in conduzione. La tensione presente sulla base di ciascun transistore diminuisce con andamento esponenziale durante un semiperiodo dell'oscillazione. Quando questa tensione esponenziale applicata alla base è diventata così piccola che la corrente di collettore stabilita dal carico e dalla magnetizzazione del nucleo raggiunge valori molto bassi, il processo di controreazione si inverte. A questo punto, tutte le tensioni presenti nel trasformatore cambiano la loro polarità; si ha un passaggio di corrente da un transistore all'altro, e il condensatore da questo punto in avanti, viene caricato con tensione di polarità opposta. I due resistori da 180 Ω collegati alle basi dei due transistori facilitano l'inizio del funzionamento dell'invertitore in quanto essi provvedono a polarizzare le basi in maniera tale da portare in conduzione ora l'uno ora l'altro transistore. Gli avvolgimenti n_2 e n_5 provvedono ad aumentare il valore della tensione del collettore dei due transistori in maniera da poter innescare il funzionamento del tubo fluorescente.

Gli avvolgimenti n_6 ed n_7 provvedono invece a fornire la tensione per l'accensione dei filamenti del tubo fluorescente.

I valori dei compenenti del circuito sono dimensionati in maniera da poter alimentare con una tensione continua di 12,6 V, tubi fluorescenti con potenza di 4 e 6 W rispettivamente. Si deve tener presente però che questo invertitore può funzionare anche con tensioni di alimentazione comprese tra 10 e 15 V. Ovviamente, l'invertitore trova una certa difficoltà ad innescare quando viene alimentato con una tensione con valore più basso. Uno degli avvolgimenti per l'accensione del filamento del tubo deve essere isolato; a ciò provvede la bobina di arresto D_r inserita in serie al tubo. La frequenza di funzionamento dell'invertitore è circa 20 kHz. Il circuito può funzionare con radiatori di ridotte dimensioni fino ad una temperatura ambiente di 100° C. In questo caso la resistenza termica richiesta ammonta a 35° C/W. Per facilitare l'innesco dell'invertitore è opportuno applicare lungo il vetro del tubo fluorescente un sottile filo conduttore collegato a massa.

Il consumo di corrente di questo invertitore è di 550 mA.

Dati tecnici per la costruzione dell'invertitore

Il trasformtore T_r è formato da un nucleo di ferroxcube ad olla tipo P 36/22 3 H 1 (Philips).

I valori degli avvolgimenti sono i seguenti:

	lampada da 4 W	lampada da 6 W
$n_1 =$	5 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm	3 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm
$n_2 = n_5 =$	200 spire di filo di rame smaltato da 0,2 mm	121 spire di filo di rame smaltato da 0,2 mm
$n_3 = n_4 =$	36 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm	29 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm
$n_6 = n_7 =$	20 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm	15 spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm

Dati costruttivi della bobina di arresto D_r:

Nucleo di ferroxcube ad olla tipo P 26/163 H1 (Philips) sul quale vanno avvolte 80 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm.

Le case discografiche americane Columbia (CBS in Europa) e Mercury (del gruppo Philips, in Italia Phonogram) stanno studiando la realizzazione di dischi « quadrasonici », cioè con quattro canali stereofonici in luogo di due, sistema finora impiegato solo su nastro. I dischi « quadrasonici » potranno essere ascoltati anche con gli impianti stereo a due canali.

Novità anche sul fronte della RCA. Anche la RCA inglese si è, infatti, arresa al successo delle cassette e scenderà in questo campo. Alan Bull, direttore dell'ufficio vendita e sviluppo, ha dichiarato che le cassette costituiscono « un grosso affare. Penso che nei prossimi cinque anni il livello di vendita delle cassette raggiungerà il 25 per cento di tutte le vendite discografiche nazionali ».

SCATOLE DI MONTAGGIO

MILLIVOLTMETRO A LARGA BANDA

Il millivoltmetro UK 430 A è uno strumento che trova utile impiego nella messa a punto di quasi tutti gli apparecchi elettronici ed in particolare, nei casi in cui necessita la misura di piccole tensioni alternate.

CARATTERISTICHE GENERALI

Gamme di tensione:
10-30-100-300 mVc.a.
1-3-10-30-100-300 Vc.a.

Decibel:
— 40 a + 50 dB in 10 gamme

Campo di frequenza:
da 10 Hz a 3 MHz

Taratura:
Valore efficace per tensione sinusoidale

Precisione di taratura:
5 %

Resistenza di ingresso:
500 kΩ per la sensibilità da 10 mVc.a. a 1 Vc.a.
1 MΩ per la sensibilità da 3 a 300 Vc.a.

Transistor impiegati:
4 x AF172

Diodi impiegati:
4 x AA138

Alimentazione:
Pila da 9 V

Volendo riparare o collaudare apparecchiature elettroniche, spesso è necessario poter disporre di uno strumento che consenta di misurare piccoli valori di tensioni alternate, a bassa ed alta frequenza, che assumono una notevole importanza ai fini pratici.

Un requisito essenziale per gli strumenti adatti a queste misure è che la

Le tensioni riportate sullo schema sono state rilevate con voltmetro elettronico

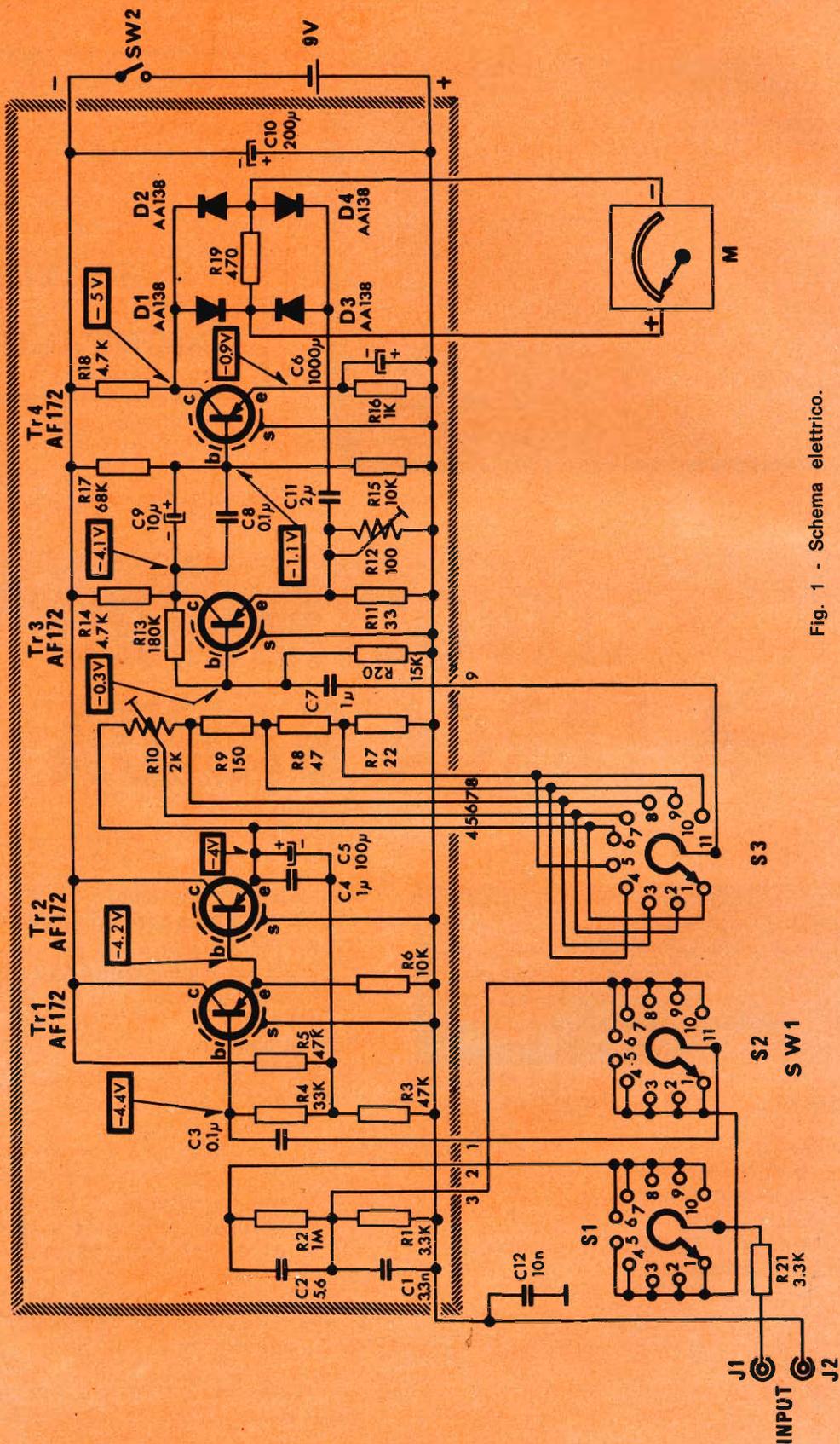



Fig. 1 - Schema elettrico.

loro inserzione non perturbi le condizioni del circuito su cui si fa la misura. Occorre quindi servirsi di un millivoltmetro che abbia una grande resistenza di entrata con piccola capacità parassita ed, inoltre, una curva di risposta fedele per tutte le frequenze della banda passante.

Tutte queste ed altre particolarità sono proprie del millivoltmetro UK 430A che offre la possibilità di misurare frazioni di volt senza alcuna difficoltà di lettura.

Un millivoltmetro è generalmente uno strumento assai complicato il cui costo raggiunge cifre molto elevate. L'UK 430A invece, non è affatto complicato, ha un costo davvero economico e, quel che più conta, fornisce prestazioni non certo inferiori ai normali millivoltmetri reperibili in commercio. Infatti, le sue applicazioni sono innumerevoli: può essere usato per misure di rumore di fondo, di disturbo residuo di alternata sugli alimentatori, per misure delle caratteristiche di frequenza e guadagno sugli amplificatori, per il rilievo di caratteristiche sui quadripoli attivi e passivi, come rivelatore esterno in misure con ponti a bassa e alta frequenza.

In unione con un microfono tarato costituisce anche un complesso per misure phonometriche permettendo rilievi di caratteristiche su altoparlanti o misure di livelli sonori.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il circuito di questo strumento è visibile in figura 1 e come si nota è completamente transistorizzato.

Essenzialmente si compone di uno stadio d'ingresso costituito da TR1 e TR2 al quale segue uno stadio amplificatore di misura che comprende Tr3 e Tr4 — D1 ÷ D4.

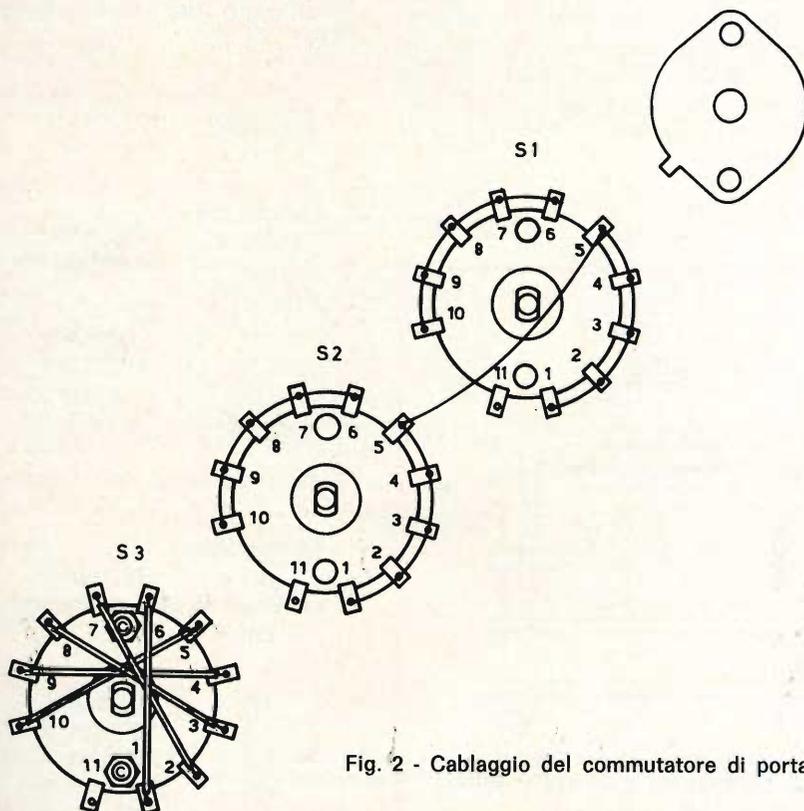



Fig. 2 - Cablaggio del commutatore di portata SW1.

Stadio di ingresso

L'alto valore di R6 resistenza d'emettitore di Tr1 che è di 10 kΩ, dà a questo transistor una impedenza d'ingresso elevata, mentre la resistenza globale dell'emettitore di Tr2 - R7 ÷ R10 è volutamente bassa al fine di diminuire l'impedenza d'uscita. Una controreazione è applicata, sulla R4 da 33 kΩ per il tramite di C4 da 1 μF e C5 da 100 μF; la tensione alternata sulla R4 viene così ridotta di modo che la corrente di ingresso nella R4 è diminuita, ciò corrisponde ad un aumento fittizio di R4 e quindi della resistenza apparente di ingresso.

Amplificatore di misura

Si tratta di un amplificatore a due stadi equipaggiato dai transistor Tr3 e Tr4 al quale ultimo segue un ponte raddrizzatore a quattro diodi D1 ÷ D4. La tensione alternata del collettore di Tr4 viene raddrizzata e applicata all'apparecchio di misura. Per bassa tensione, la relazione tensione-corrente è quadratica; per rendere questa relazione lineare, si applica al primo stadio Tr3 una controreazione di corrente. L'impedenza d'ingresso di questo primo stadio viene così aumentata. Il guadagno globale è regolato dal potenziometro semifisso R12 da 100 Ω che regola la controreazione.

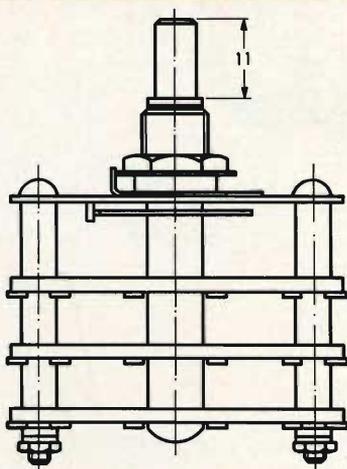



Fig. 3 - Modifica da apportare al perno del commutatore.

MECCANICA DELLO STRUMENTO

Meccanicamente il millivoltmetro si compone di tre parti e precisamente:

1) Pannello frontale su cui trovano posto lo strumento indicatore M - le boccole isolate d'ingresso J1 - J2 il commutatore di portata SW1 e l'interruttore per l'accensione SW2.

2) Circuito stampato su cui sono montati i componenti, che viene fissato direttamente allo strumento indicatore M.

3) Custodia esterna in bachelite « Keystone » n. G.B.C. OO/0946-01.

MONTAGGIO MECCANICO ED ELETTRICO

Le fasi costruttive, elencate qui di seguito, portano sino alla realizzazione completa, com'è illustrato in fig. 7.

Sequenza di montaggio

1ª FASE

Cablaggio del commutatore di portata SW1 fig. 2

- Collegamenti con filo rigido nudo ∅ 0,6 mm

Lunghezza del filo cm	Terminali da collegare	Settore
10	1-2-3-4-5	S1
	1-2-3-4-5	S2
5	6-7-8-9-10	S1
5	6-7-8-9-10	S2

- Collegamenti con trecciola isolata

Lunghezza del conduttore cm	Terminali da collegare	Settore
4,5	1 con 6	S3
4,5	2 con 7	S3
4,5	3 con 8	S3
4,5	4 con 9	S3
4,5	5 con 10	S3

PHILIPS **Sez. ELCOMA**

Quaderni di Applicazione ELCOMA sui CIRCUITI INTEGRATI

Con questa serie di pubblicazioni si è voluto dare all'utilizzatore di circuiti integrati sia digitali che lineari, una guida all'impiego di tali dispositivi che ne garantisse le prestazioni ottimali.
A tale scopo, in ciascun volume si è creduto utile anteporre, ad un vasto repertorio di circuiti applicativi più comunemente usati, una parte che, attraverso una descrizione della tecnologia e dei singoli dispositivi, consentisse una migliore comprensione del loro funzionamento.
La parte più propriamente applicativa è poi frutto dell'esperienza dei vari Laboratori di Applicazione del Concern Philips, e non si limita ai soli componenti integrati ma prende in esame anche problemi di interfaccia con componenti o dispositivi diversi.
Si può quindi dire che questi Quaderni di Applicazione rappresentano per il progettista elettronico, un complemento indispensabile ai Dati Tecnici dei C.I.

PHILIPS
circuiti integrati digitali serie FJ
generalità e applicazioni

Circuiti integrati digitali serie FJ - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi) - pag. 155 Prezzo L. 2.000

1 - INTRODUZIONE
2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
Introduzione alla tecnologia ● Componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione
3 - GENERALITA' SULLA SERIE FJ
La famiglia FJ di circuiti integrati digitali a logica TTL ● Campi di impiego e tipi ● Caratteristiche elettriche della porta TTL ● Logica TTL ● Caratteristiche generali delle porte della serie FJ ● La funzione OR di collettore ● La funzione NOR ● La funzione AND-OR-NOT ● Porte con uscita di potenza per pilotaggio di linee ● I flip-flop della serie FJ
4 - IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI E PROBLEMI LOGICI ED ELETTRICI CONSEGUENTI
Introduzione ● Aspetti pratici dell'applicazione dei circuiti integrati ● Problemi logici ● Problemi elettrici
5 - IL RUMORE
Il rumore: definizioni e caratterizzazioni dei circuiti ● Margine di rumore ● Immunità al rumore (noise immunity)
6 - QUALITA' E AFFIDAMENTO
Qualità e affidamento dei circuiti integrati
7 - FONDAMENTI DI LOGICA E METODI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio ● Codici ● Algebra di Boole ● Reti logiche combinatorie ● Reti sequenziali
8 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni ● Convertitori di codice ● Complementatori ● Rivelatori di errore ● Parity check (controllo di parità) ● Sommatori ● Contatori ● Shift register ● Generatori di codici concatenati ● Elementi di memoria (staticizzatori di informazioni) ● Generatori e formatori d'onda ● Discriminatore di livello ● Circuiti di ingresso e di uscita
9 - CIRCUITI INTEGRATI COMPLESSI
Progetto con circuiti integrati complessi ● Criteri di progetti di circuiti integrati complessi ● Elementi complessi ● Alcune applicazioni dei circuiti integrati complessi ● Conclusioni

Circuiti integrati digitali serie FC - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi) - pag. 96 Prezzo L. 600

1 - INTRODUZIONE
2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione
3 - GENERALITA' SULLA SERIE FC DI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI TIPO DTL
Campo di impiego e tipi ● Logiche DTL ● Caratteristiche generali delle porte della serie FC ● La funzione OR di collettore ● Porta per pilotaggio con uscita di potenza ● I flip-flop della serie FC ● Il discriminatore di livello (Schmitt trigger) tipo FCL 101 ● Il multivibratore monostabile tipo FCK 101
4 - LOGICHE COMBINATORIE E SEQUENZIALI: CRITERI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio ● Codici ● Algebra di Boole ● Reti logiche combinatorie ● Reti sequenziali
5 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni ● Convertitori di codice ● Complementatori ● Sommatori ● Contatori ● Shift Registers ● Generatori e formatori d'onda ● Circuiti di ingresso e di uscita

PHILIPS
circuiti integrati lineari per radio · televisione e bassa frequenza
generalità e applicazioni

Circuiti integrati lineari per radio - televisione e bassa frequenza - Generalità e applicazioni
(P.F. Sacchi e E. Salvioli) - pag. 72 Prezzo L. 600

1 - INTRODUZIONE
2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione
3 - INTRODUZIONE ALLA TECNICA DEI CIRCUITI INTEGRATI
Premessa ● Stadi accoppiati in continua ● Circuiti direttamente accoppiati a due elementi attivi ● L'amplificatore differenziale
4 - CARATTERISTICHE DEI CIRCUITI INTEGRATI PHILIPS PARTICOLARMENTE ADATTI PER APPLICAZIONI NEL CAMPO RADIO, TV, B. F.
OM 200 - TAA 103 - TAA 263 - TAA 293 ● il TAA 310 ● il TAA 320 ● il TAA 300 ● il TAA 350 ● il TAA 380 ● il TAD 100
5 - I CIRCUITI INTEGRATI NEGLI AMPLIFICATORI DI B.F.
Amplificatore di B.F. da 1,4 W / 7,5 V con TAA 263 ● Amplificatori di B.F. da 2 W / 100 V e 4 W / 200 V con TAA 320 ● Amplificatore di B.F. da 4 W / 18 V con TAA 320 ● Amplificatore di B.F. da 1 W / 9 V con TAA 300 ● Amplificatore per registratore con TAA 310
6 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RADIORICEVITORI
Radioricevitore per onde medie - onde lunghe con TAD 100
7 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RICEVITORI TELEVISIVI
Amplificatore suono intercarrier con TAA 350

I quaderni di applicazione ELCOMA possono essere richiesti alla « Biblioteca Tecnica Philips » - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano

PHILIPS s.p.a. - **SEZ. ELCOMA** - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - tel. 6994

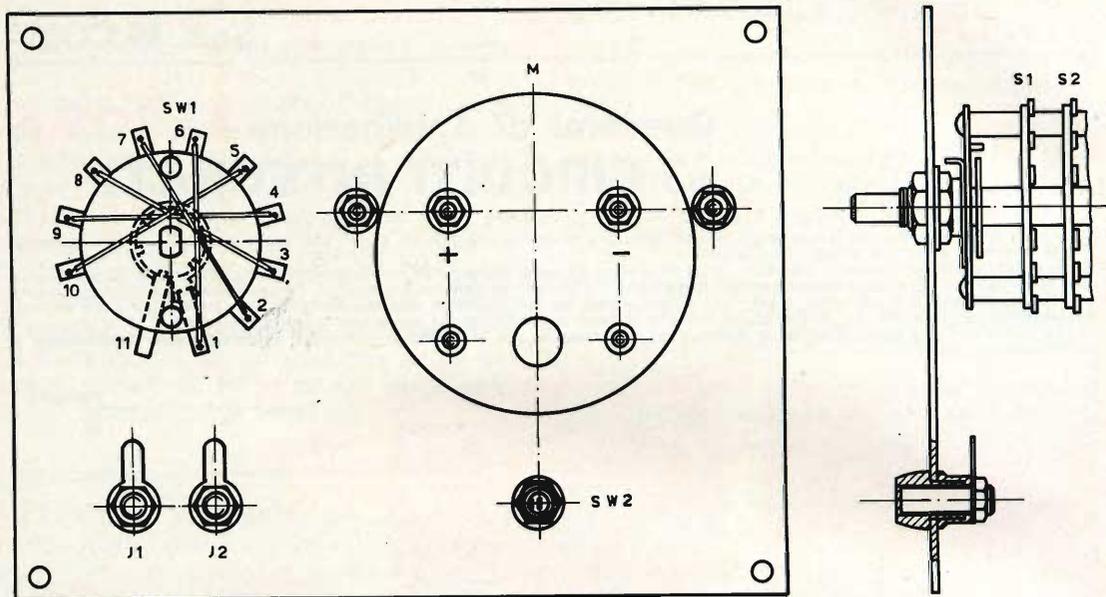



Fig. 4 - Montaggio delle parti staccate sul pannello frontale.

2ª FASE

Pannello frontale

Montaggio delle parti staccate fig. 4

- Montare il commutatore di portata SW1
- Montare le boccole isolate d'ingresso J1 - J2
- Montare l'interruttore SW2
- Montare lo strumento indicatore M

3ª FASE

Montaggio dei componenti sul circuito stampato fig. 5

Per facilitare il montaggio, la fig. 5 mette in evidenza dal lato bachelite, la sistemazione di ogni componente. Il fissaggio dei componenti sulla basetta a circuito stampato richiede tuttavia alcune precauzioni meccaniche elementari come appare dalla nota seguente:

Sequenza di montaggio

- Montare n. 12 Ancoraggi indicati con 1-2-3-4-5-6-7-8-9-0-(—)-(+)
- Montare i resistori R1-R2-R3-R4-R5-R6-R9-R8-R7-R19-R18-R16-R15-R-17-R14-R13-R11-R20-R10-R12
- Montare i condensatori C1-C3-C5-C4-C10-C6-C2-C11-C7-C9-C8
- Montare i diodi D1-D2-D3-D4
- Montare i transistor Tr1-Tr2-Tr3-Tr4

Precauzioni e consigli di montaggio

Inserire gli ancoraggi nei rispettivi fori in modo che la battuta di arresto aderisca alla bachelite — saldare e tagliare i terminali che superano di 3 mm il piano del rame.

Piegare i terminali dei resistori, dei condensatori e dei diodi e inserirli nei rispettivi fori in modo da portare il loro corpo aderente alla bachelite — saldare e tagliare i terminali che superano di 3 mm il piano del rame.

Orientare ogni transistor secondo il disegno, inserire i terminali nei rispettivi fori in modo da portare la loro base a circa 1 cm dal piano della bachelite — saldare e tagliare i terminali che superano di 3 mm il piano del rame.

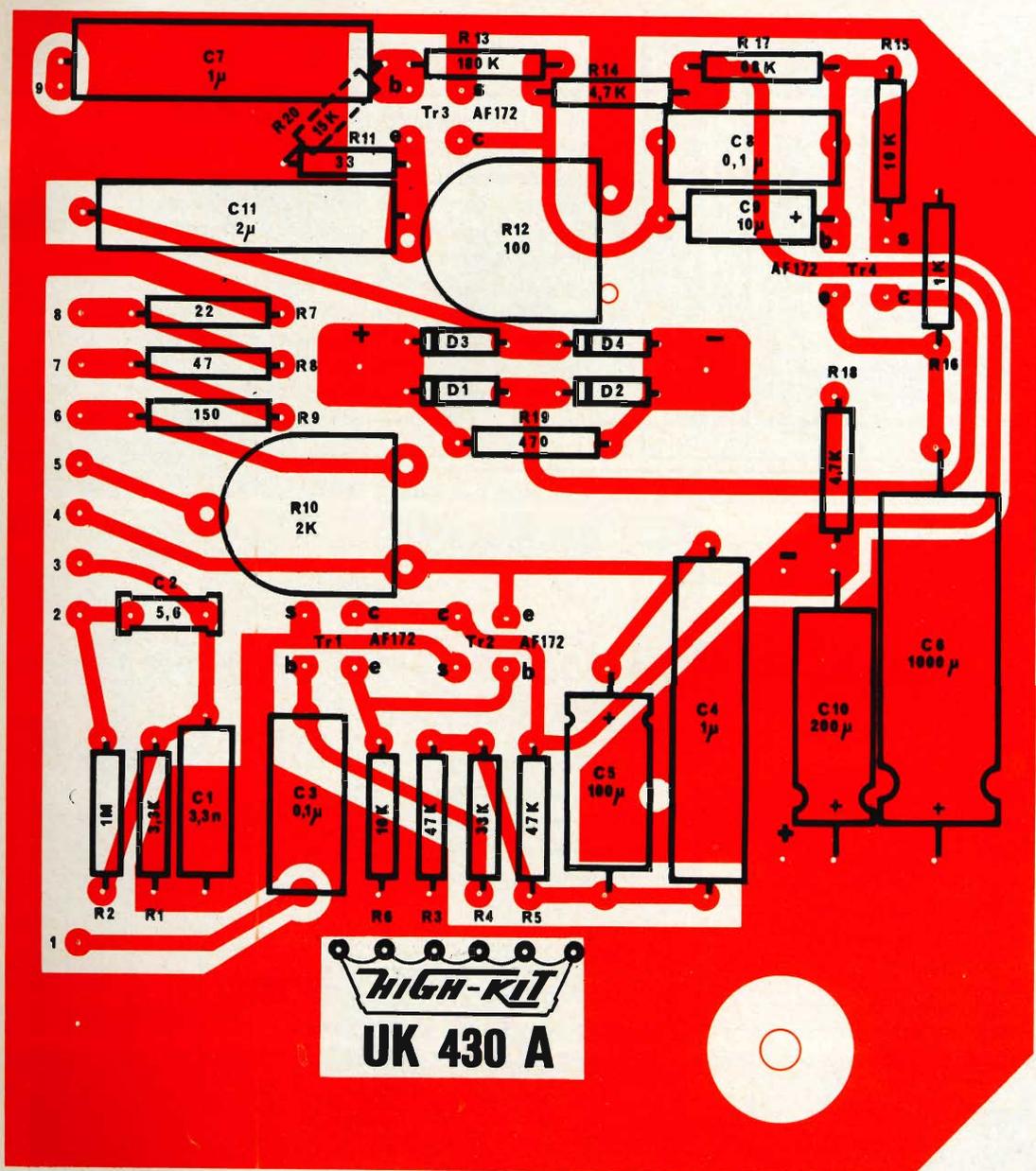



Fig. 5 - Vista serigrafica del circuito stampato.

Ravvivare i punti di contatto del circuito stampato che fanno capo con le viti dello strumento indicatore (M) affinché ne assicurino un perfetto contatto elettrico.

Fissare il clip portapila al circuito stampato dalla parte rame con vite 3 x 6 e dado vedi fig. 6.

4ª FASE

Collegamento del circuito stampato con lo strumento indicatore M.

5ª FASE

Cablaggio fig. 6

- Collegamenti

Conduttori	Lunghezza cm	Collega-mento	Componenti da collegare
Resistore R21	4	A	Paglietta J1 e terminale 11 S1 SW1
Trecciola isolata	5	B	Paglietta J2 e ancoraggio di massa del circuito stampato
Trecciola isolata	7	C	Ancoraggio 2 del circuito stampato e terminale 10 S1 SW1
Trecciola isolata	6	D	Ancoraggio 1 del circuito stampato e terminale 11 S2 SW1
Trecciola isolata	7	E	Ancoraggio 3 del circuito stampato e terminale 10 S2 SW1
Trecciola isolata	4	F	Ancoraggio 4 del circuito stampato e terminale 1 S3 SW1
Trecciola isolata	4	G	Ancoraggio 5 del circuito stampato e terminale 2 S3 SW1
Trecciola isolata	4	H	Ancoraggio 6 del circuito stampato e terminale 3 S3 SW1
Trecciola isolata	4	I	Ancoraggio 7 del circuito stampato e terminale 4 S3 SW1
Trecciola isolata	4	L	Ancoraggio 8 del circuito stampato e terminale 5 S3 SW1
Trecciola isolata	9	M	Ancoraggio 9 del circuito stampato e terminale 11 S3 SW1
Trecciola isolata	10	N	Ancoraggio (—) del circuito stampato e terminale 1 SW2

Fig. 6 - Cablaggio completo dello strumento.

Fig. 7 - Aspetto dello strumento a montaggio ultimato visto dal lato componenti.

- **Far passare il collegamento N attraverso l'apposito foro del circuito stampato**
- Saldare il terminale rosso della presa polarizzata all'ancoraggio (+) del circuito stampato e il terminale nero, dopo averlo fatto attraversare l'apposito foro, saldarlo al terminale 2 dell'interruttore SW2
- Saldare il condensatore C12 10 nF 600 Vc.c. alla paglietta J2 e al supporto metallico del commutatore SW1
- Montare la pila da 9 V

MATERIALE CONSIGLIATO PER UK 430A

N°	DESCRIZIONE
1	**microamperometro 100 µA - TS/0580-00**
1	**pila Hellesens 9 V II/0762-**
1	**custodia Keystone OO/0946-01**

TARATURA

Dopo aver completato la costruzione si può passare alla fase di messa a punto che consta delle seguenti operazioni:

1) Mettere l'indice dello strumento in corrispondenza della graduazione 0 a sinistra della scala mediante la vite di plastica trasparente
2) Commutare SW1 sulla portata di 30 V
3) Ruotare il potenziometro semifisso R12 in senso antiorario
4) Ruotare il potenziometro semifisso R10 in senso orario
5) Accendere lo strumento
6) Applicare all'ingresso una tensione sinusoidale di 30 Veff con la massima precisione ottenibile
7) Regolare R12 fino ad ottenere l'indicazione esatta di 30 V
8) Togliere la tensione all'ingresso
9) Commutare SW1 sulla portata di 10 V
10) Applicare all'ingresso una tensione sinusoidale di 10 Veff
11) Regolare R10 fino ad ottenere l'indicazione esatta di 10 V

Terminate tutte le semplici operazioni descritte, l'UK 430A è pronto per essere utilmente impiegato.

PSYCHEDELIC LIGHT CASUAL

SCATOLE DI MONTAGGIO

Il circuito per l'emissione di luci colorate è un piacevole complemento degli apparecchi di riproduzione musicale. L'ascolto della musica, integrato dalla visione di colori cangianti, è fortemente suggestivo. Le riunioni arricchite dall'impianto « Psychedelic Light » riescono più gaie e festose.

Funzionamento

Nella fig. 1 è illustrato lo schema elettrico di questo montaggio; attraverso la sua analisi è facile dedurne il funzionamento. In primo luogo è interessante osservare che il concetto su cui si basa questo circuito è molto

Fig. 1 - Schema elettrico.

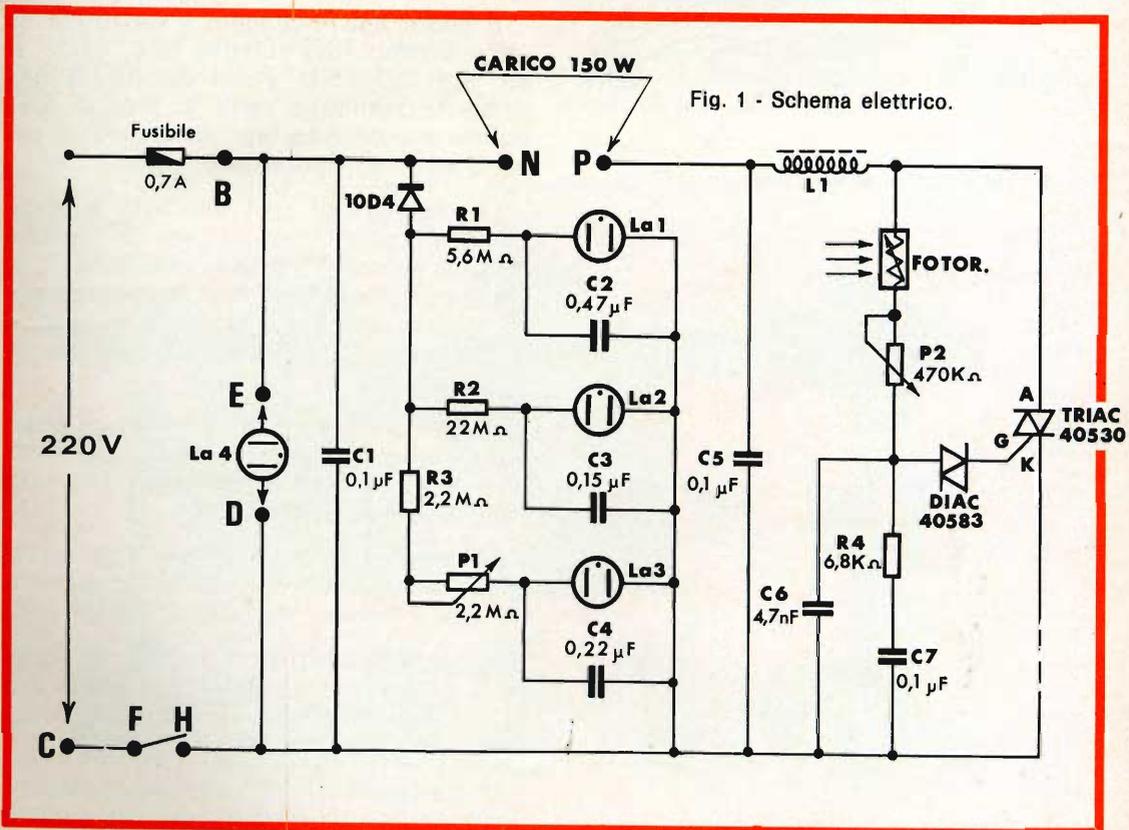
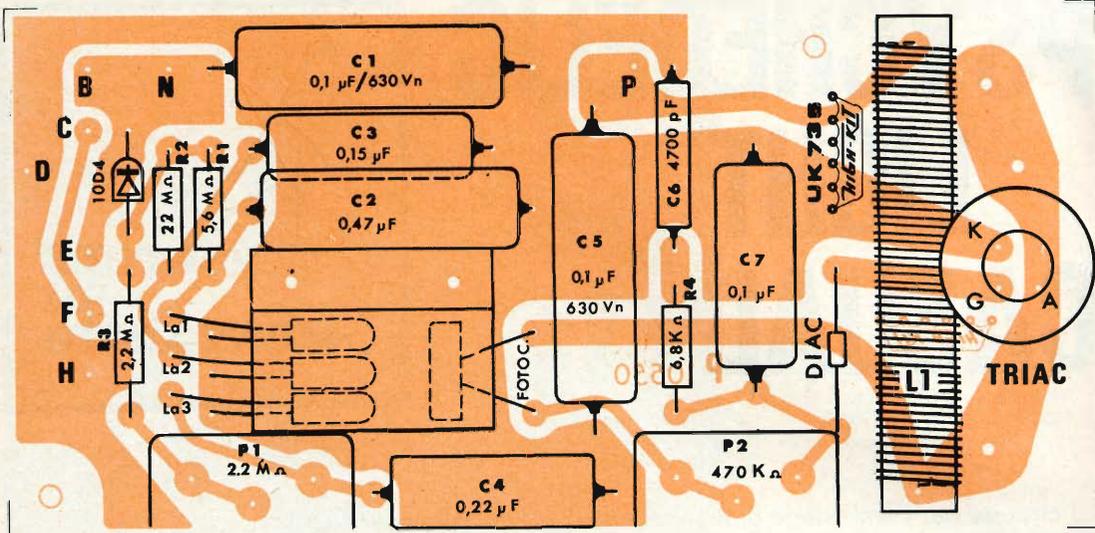



Fig. 2 - Vista serigrafica del circuito stampato.

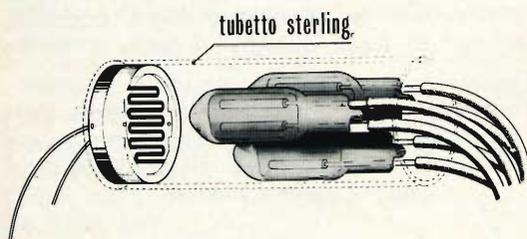



Fig. 3 - Montaggio della fotoresistenza.

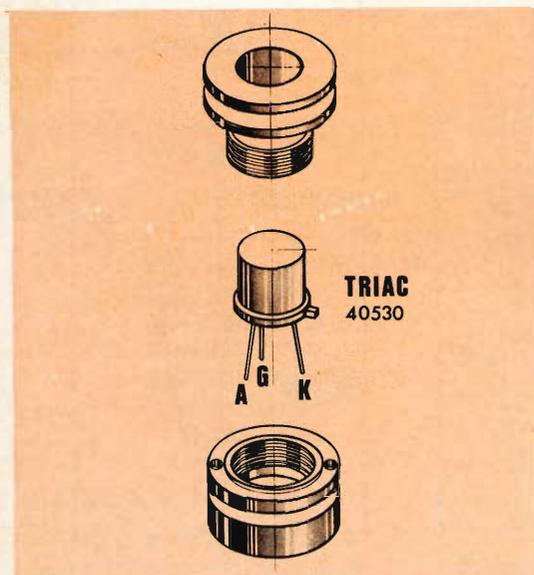



Fig. 4 - Fissaggio del triac al dissipatore.

elementare anche se per la sua realizzazione vengono impiegati alcuni componenti speciali.

Il cuore del montaggio è costituito da un elemento fotoresistivo che, come si sa, ogni qualvolta viene colpito da una sorgente luminosa varia la propria resistenza provocando una variazione al circuito ad esso interessato.

La tensione di rete alternata è applicata tra il punto C ed un capo del fusibile il quale protegge la parte circuitale comprendente il gruppo Triac-diac-fotoresistore, quando il carico applicato tra i punti N e P diventa superiore ai 150 W resistivi ammessi.

Il diodo 10D4 rettifica la tensione alternata al gruppo di lampade La1 - La2 - La3 che costituiscono la sorgente luminosa per l'elemento fotoresistivo.

Le accensioni delle lampade si susseguono ad intervalli regolati dalla costante di tempo formata dai singoli gruppi R/C.

Il potenziometro P1 consente di variare la costante di tempo alla lampada La3 e, conseguentemente, la frequenza di accensione della stessa.

Il condensatore C5 e la induttanza L1 costituiscono un filtro di rete che elimina

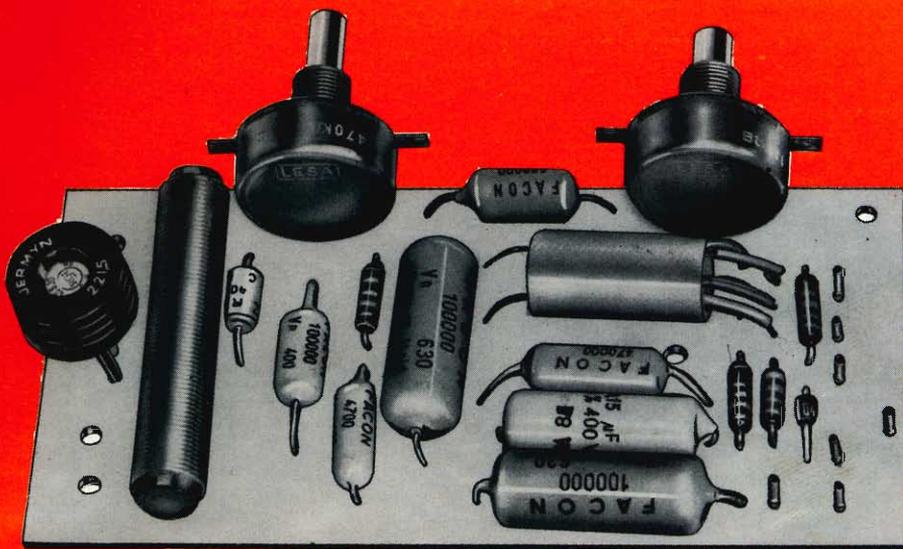



Fig. 5 - Aspetto della basetta a montaggio ultimato.

i disturbi provocati dal funzionamento impulsivo del triac.

Il potenziometro P2 agisce quale regolatore della tensione necessaria a pilotare il triac, il quale ultimo in questo caso, esplica una funzione di interruttore rapido del carico applicato tra i punti N e P.

Tutto il sistema funziona con una tensione di rete 220 V.

Fig. 6 - Aspetto dell'UK 735 montato nel contenitore.

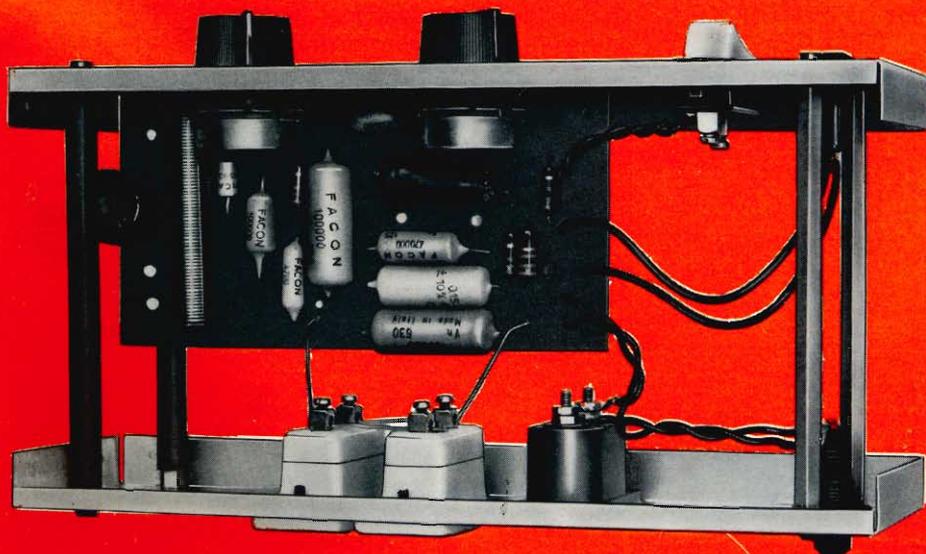
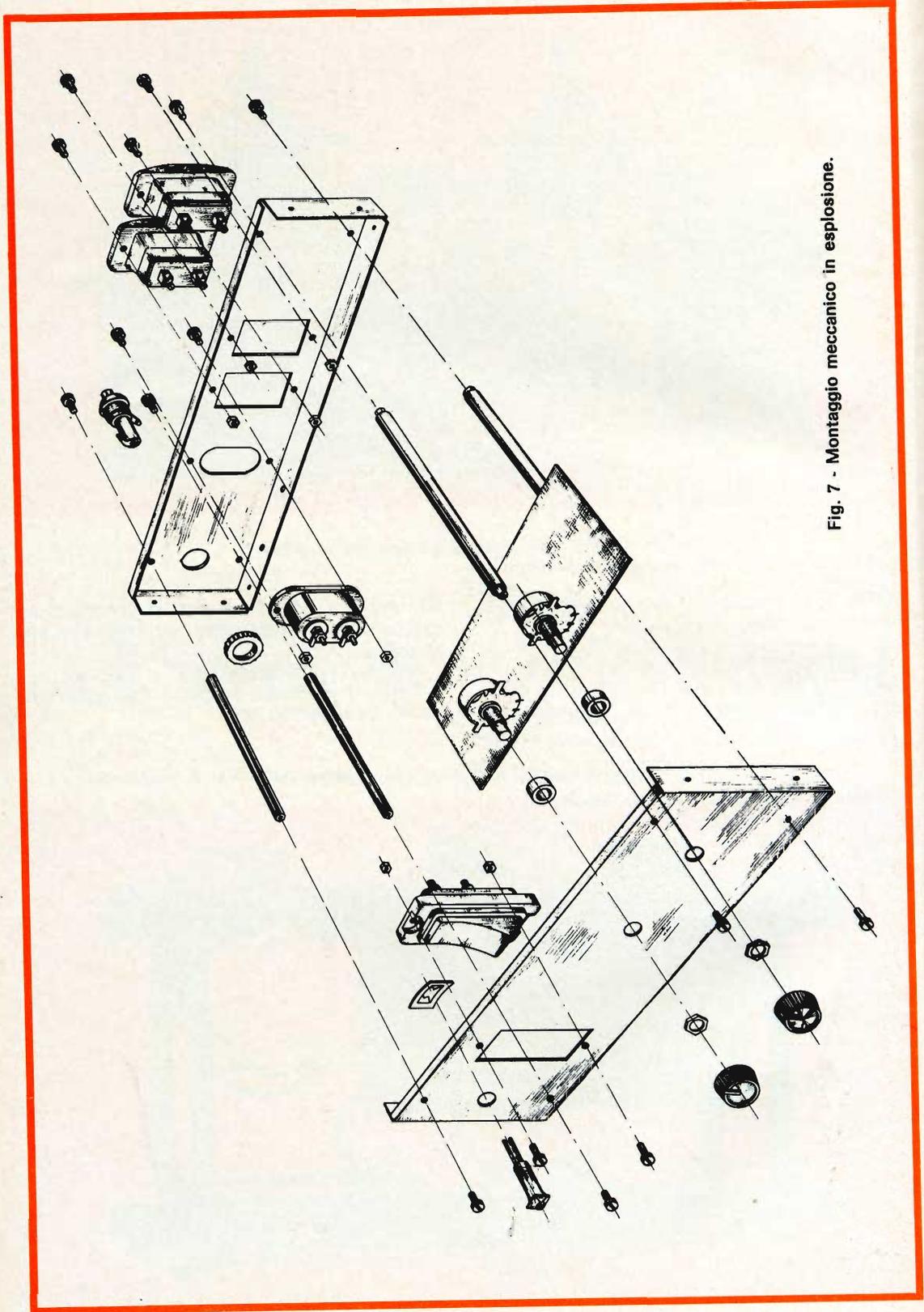



Fig. 7 - Montaggio meccanico in esplosione.

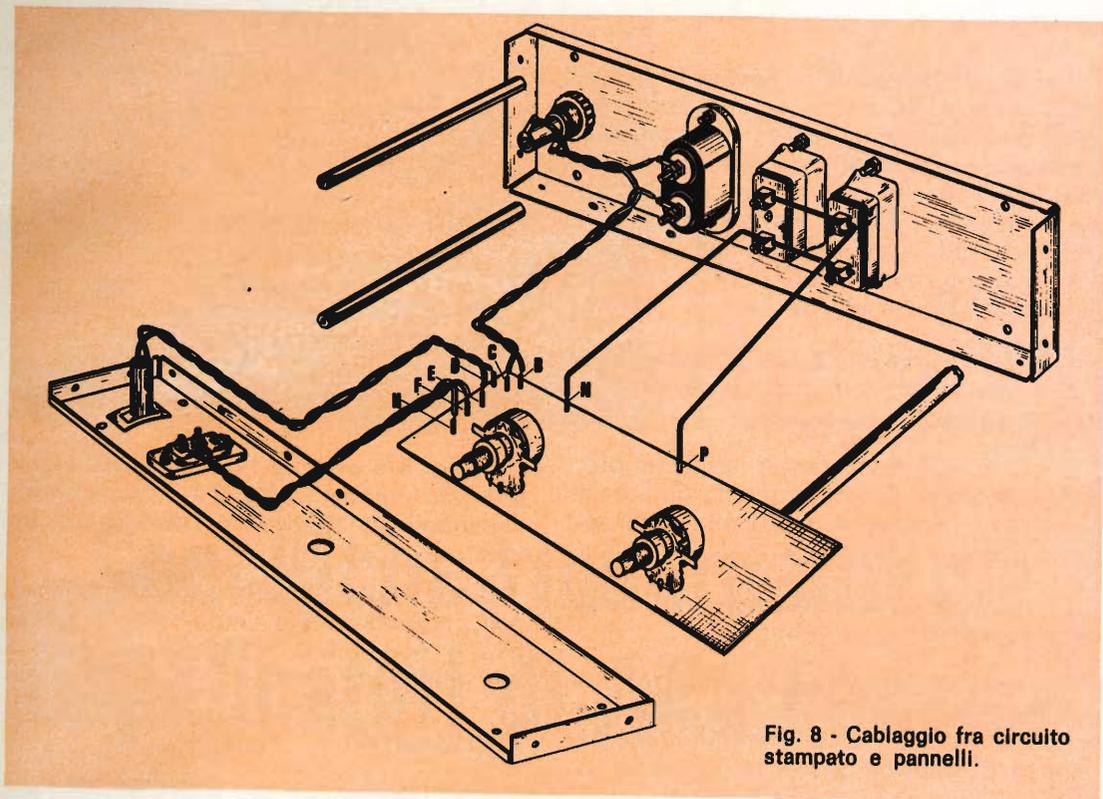



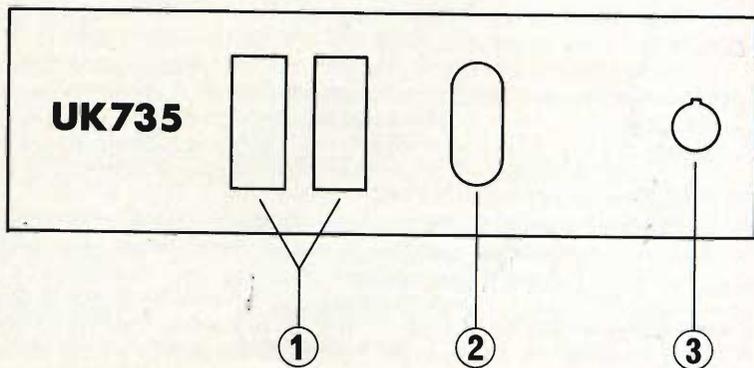
Fig. 8 - Cablaggio fra circuito stampato e pannelli.

MONTAGGIO

La fig. 2 come è nella norma dei montaggi High-Kit risolve ogni problema che un hobbista, anche il meno esperto, può incontrare durante la fase di montaggio, infatti, come si può osservare, la stessa indica la disposizione serigrafica dei componenti sulla basetta a circuito stampato.

Volendo procedere secondo un ordine logico di montaggio è bene iniziare col montare gli ancoraggi per CS nei punti H-F-E-D-C-B-N-P e i condensatori, facendo riferimento alla disposizione serigrafica per quanto concerne la tensione di lavoro.

Montare i resistori, il diodo e il diac. Per il montaggio delle lampade La1 - La2 - La3 e la fotoresistenza occorre che il tutto venga introdotto nell'apposito tubetto sterling nel modo indicato in fig. 3. Sui terminali delle lampadine occorre calzare dei tubetti isolanti onde evitare eventuali contatti fra loro.

Fig. 9 - Pannello posteriore. 1 = Presa di uscita; 2 = Ingresso rete 220 Vc.a.; 3 = Fusibile.

ATTENZIONE

Per il montaggio della bobina L1 e del triac occorre osservare alcune indispensabili precauzioni in quanto i componenti citati sono sottoposti ad una tensione di rete 220 V il che impone una certa cura nel fissaggio. I tubetti isolati calzati sui terminali del Triac evitano che il dissipatore e i terminali del triac stesso vadano a toccare la bobina L1.

Per il fissaggio del Triac al dissipatore è necessario seguire scrupolosamente le indicazioni di fig. 4.

Il montaggio dei potenziometri non presenta difficoltà alcuna in quanto gli stessi sono particolarmente adatti per il fissaggio a circuito stampato.

La figura 5 dà una chiara visione della basetta a montaggio ultimato.

La parte finale di questo montaggio riguarda il fissaggio meccanico e a tale scopo in fig. 7 è visibile dettagliatamente ogni particolare dello stesso.

Questa operazione si suddivide in tre fasi che vanno svolte nel seguente ordine:

1) Montare il pannello posteriore con il relativo portafusibile, la spina bipolare a vaschetta e le due prese da pannello. Ciò fatto saldare del filo nero intrecciato di lunghezza cm 10 al portafusibile e alla presa bipolare; fissare ai morsetti delle due prese da pannello il filo nudo del ∅ di 1 mm come indicato nella fig. 8.
2) Fissare al pannello frontale il segnalatore luminoso con l'apposita prestola e l'interruttore tramite due viti da 2,6 MA.
3) Unire le tre parti premontate: pannello posteriore, anteriore e circuito stampato, come indicano le figg. 7 e 8, tenendo presente che le colonnine distanziatrici esagonali situate in prossimità del potenziometro regolatore di intensità devono essere ricoperte da un tubetto di vipla del ∅ di 7 mm e di lunghezza 10,5 cm; in modo da isolarli dalla zona sottoposta a tensione di rete 220 Vc.a.

In fig. 6 è visibile l'UK 735 a cablaggio ultimato mentre in fig. 9 è rappresentato il pannello posteriore, e relative connessioni.

Una nota a riguardo del contenitore, non compreso nella confezione, si consiglia il tipo G.B.C. OO/0950-00 adatto a tale impiego.

APPLICAZIONI

L'impiego di questo singolare montaggio, grazie al suo particolare tipo di funzionamento, è limitato solo dalla singola fantasia applicativa.

Un suggerimento, tra i tanti, è quello di creare in un ambiente musicale, cambi improvvisi di luce tali da stimolare coloro che ne vengono colpiti.

Altra possibilità di impiego è quella di trarre piacevoli fantasie colorate per mezzo di una esposizione di oggetti colpiti da raggi di luce variabili nel tempo.

Le case discografiche della Germania occidentale si sono consorziate per investire una cifra di 44 milioni di lire in una campagna atta a creare, presso il pubblico, un'immagine sia del disco che del nastro pre-registrato come beni culturali. Tale campagna nasce dal risentimento dei discografici verso la decisione del Governo di non considerare i dischi e le cassette come mezzo di diffusione culturale, e di tassarli, quindi, con la sovratassa dell'11 per cento applicata ai generi di lusso.

I libri, le riviste e i quotidiani, invece, beneficiano già di un'agevolazione che riduce la tassa al 5 per cento.

La stampa, dal canto suo, già da tempo aveva condannato la decisione fiscale del Governo, mettendola persino in burla. Pare, infatti, che uno dei motivi che spinse il Governo a tassare i discografici sia stata una mancanza di questi ultimi, che dimenticarono d'invitare i rappresentanti governativi all'annuale Gala del Disco.

Corre anche voce che gli articoli più critici contro la decisione governativa possano apparire su un giornale specializzato listato a lutto dalle case discografiche.

Riportiamo in questo articolo e in un prossimo che seguirà alcune specifiche riguardanti gli amplificatori ad alta fedeltà. In questa prima parte prenderemo in considerazione la dinamica, alcune specifiche sulla stereofonia, sulla risposta in frequenza e sulle varie forme di distorsione, riguardanti gli amplificatori alta fedeltà.

ALTA FEDELTA'

Specifiche riguardanti gli amplificatori di Alta Fedeltà

a cura di F. T. — I parte

Vogliamo vedere nel modo più semplice cosa vuol dire esattamente il termine « alta fedeltà ». Alla lettera questo significa riproduzione esatta del suono naturale. Naturalmente è facile capire che nessun complesso o equipaggiamento, qualunque sia il suo perfezionamento e la qualità delle tecniche usate, è in condizione di rispondere a questa difinizione. Per prima cosa, si devono considerare le condizioni d'ascolto di una riproduzione sonora. Senza andare molto lontano, si può immaginare che una orchestra di 90 musicisti non possa suonare in una sala di soggiorno senza assordare gli ascoltatori. Quando si tratta questo soggetto, la prima cosa da fare è di mettersi sul piano acustico, di vedere le caratteristiche dell'orecchio umano, la gamma di suoni che si possono sentire o anche percepire da un'altra via, l'intensità dei suoni, la loro altezza, le combinazioni fra di essi, soprattutto il loro rapporto con la sala d'ascolto.

Proveremo a fare il giro della domanda e discutere dei parametri che danno i limiti minimi ai quali deve rispondere un complesso per beneficiare dell'appellativo « alta fedeltà ». In realtà si considera complesso Hi-Fi quel dispositivo che è in grado di dare una immagine soggettiva del suono originale.

Il complesso deve riprodurre il suono originale secondo la sala d'ascolto senza apportare ad esso alcuna correzione, e questo succede abbastanza raramente; si deve tener presente che i fabbricanti di casse acustiche non sono più i soli in causa. Il complesso deve essere in grado di sviluppare una potenza sufficiente per dare l'impressione di ascolto del suono originale.

Dobbiamo quindi rivedere dall'inizio quella che è la dinamica delle sorgenti sonore originali, poi qual'è la gamma delle frequenze da riprodurre e quale potenza sarà necessaria per ottenere il risultato cercato.

La fig. 2 dà una risposta a qualcuna di queste domande ed è interessante confrontare questa fig. 2 con la fig. 1 che dà le curve di sensibilità dell'orecchio in funzione delle frequenze e dei livelli sonori.

Su queste curve si può vedere in particolare che la gamma udibile si estende, per un soggetto adulto, da 30 Hz fino a 15 kHz (la curva non dice che l'orecchio invecchiando diminuisce la percezione dei suoni acuti) e che la possibilità di assimilare i suoni varia con la loro potenza sonora.

In seguito parleremo tanto di watt acustici che di watt elettrici. Certo, si ha un rapporto fra queste due definizioni, ma il rapporto è determinato dal rendimento dell'altoparlante; diciamo subito però che il rendimento acustico dei migliori altoparlanti è sempre molto basso. Dunque quando si parlerà di watt acustici si dovrà moltiplicare per 10 per trovare il numero di watt elettrici. L'estensione della gamma sonora e quella della potenza di riproduzione pone dei problemi considerevoli nello studio dei complessi di alta fedeltà. Per esempio una grande orchestra impegnata a suonare un'opera di Wagner può sviluppare una potenza di 70 W acustici e nella stessa sala da concerto un a solo di violino in sordina può sviluppare una potenza di $3,8 \times 10^{-6}$ W acustici.

Il rapporto di intensità fra queste due potenze è di 18 milioni /1. Per ottenere il rapporto delle pressioni acustiche fra queste due potenze, si deve fare la radice quadrata di questo rapporto e si arriverà alla cifra di 4250/1.

Si deve anche tener conto che il nostro orecchio ha una caratteristica logaritmica; i cambiamenti di livello sonoro sono per questo proporzionali e non corrispondono ai cambiamenti di livello assoluto.

Facciamo ora un esempio per chiarire meglio questo concetto. Ogni volta che il

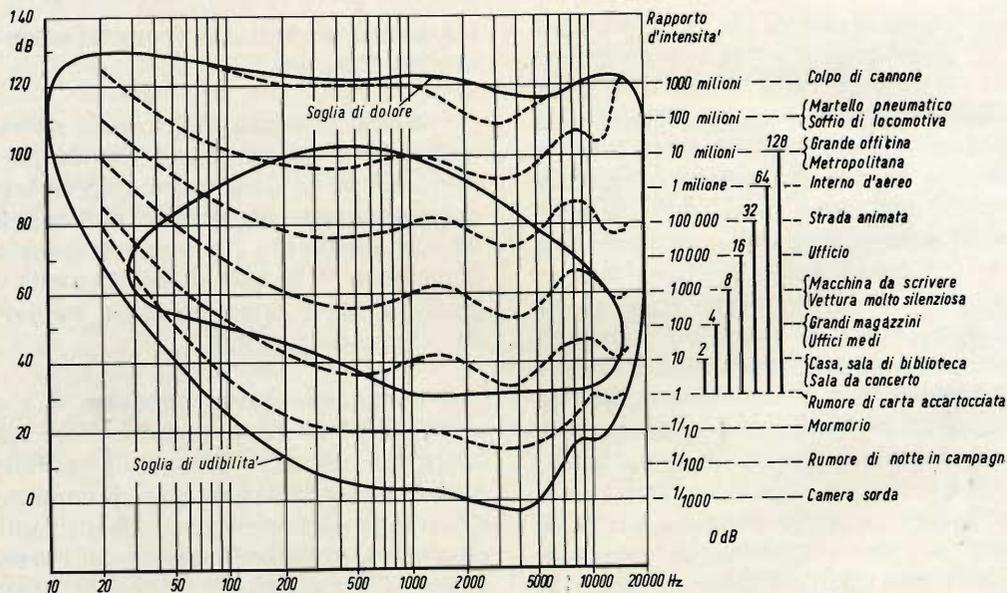



Fig. 1 - Curve di sensibilità dell'orecchio in funzione delle frequenze e dei livelli sonori.

livello sonoro viene duplicato, il nostro orecchio percepisce un suono due volte più forte. Per meglio chiarire diciamo che esso segue una progressione geometrica: 1 - 2 - 4 - 8 - 16 ecc., ossia un suono di livello 16 volte superiore al primo suono ci sembrerà solo 5 volte più potente. Questo principio è valido anche per l'altezza dei suoni: La 3 = 440 Hz - La 4 = 880 Hz - La 5 = 1760 Hz.

Fig. 2 - Curve di sensibilità dell'orecchio rispetto a varie fonti di suoni.

La dinamica

Le curve riportate mostrano che la curva della soglia di udibilità dell'orecchio umano presenta il suo punto più basso a circa 3000 Hz. Se si confrontano la curva 1 e la curva 2, si noterà che il contorno della soglia di udibilità è più elevato nella curva 1. La spiegazione di questo fatto è semplice: la curva 1 è stata trovata in condizioni ideali, la curva 2 è stata tracciata tenendo conto di un certo livello di rumore ambiente. Questi rumori ambiente riescono a mascherare i rumori più deboli.

Questa condizione ci permette di scrivere che in pratica la dinamica di una grande orchestra non è che di 60 dB circa, mentre in realtà essa raggiunge 75 dB. D'altra parte, se si studia l'andamento di queste curve, si vede che la sensibilità dell'orecchio diminuisce fortemente nella gamma delle frequenze inferiori a 100 Hz e nella gamma delle frequenze superiori a 10 kHz. Questo perché quando si riduce la potenza della riproduzione sonora, la musica sembra mancare di bassi e di estremi acuti. Alcuni costruttori hanno previsto sugli amplificatori di alta fedeltà delle compensazioni dette fisiologiche per mitigare questo difetto dell'orecchio umano. Questi filtri sono a variazione continua o a variazione per gradi; infatti sono validi tutti i metodi.

Questa diminuzione della sensibilità dell'orecchio alle basse frequenze è facilmente controllabile da tutti gli amatori di alta fedeltà che sanno che per un tasso di ronzìo totale uguale (misurato con gli strumenti) alcuni ronzii sono più fastidiosi di altri.

I costruttori ne tengono conto nei loro progetti e ciò perché nelle misure di dinamica si ammette una certa ponderazione diminuendo la larghezza della banda passante.

La stereofonia

La stereofonia è stata creata per dare una impressione di spazio all'ascolto in casa. Questo non si ottiene sempre per diverse ragioni che ora vedremo di esaminare; comunque anche nelle peggiori condizioni, la stereofonia permette di aumentare l'effetto di riverbero della sala d'ascolto che spesso è un poco sorda. In effetti, la sala d'ascolto è quasi sempre il salotto, dove si trovano mobili, poltrone, divani e tappeti.

La stereofonia generalmente riduce le interferenze acustiche parassite e migliora la riproduzione delle onde sonore complesse. Si deve fare attenzione su questo ultimo punto prima di passare ad altri problemi. Le onde sonore musicali evidentemente sono tutte molto complesse e tutti quelli che possiedono un oscilloscopio lo sanno benissimo, ma si può fare lo stesso una differenza fra le onde complesse di pilotaggio e le altre.

Le curve che abbiamo pubblicato non mostrano che il tempo di risposta del nostro orecchio, vale a dire il tempo che trascorre dal momento in cui arriva al timpano e il momento in cui il cervello lo registra e lo analizza. Questo tempo è estremamente breve e questa è una facoltà molto interessante, perché essa ci permette di percepire le percussioni.

Se si esamina all'oscilloscopio il suono emesso dal cembalo, da una chitarra,

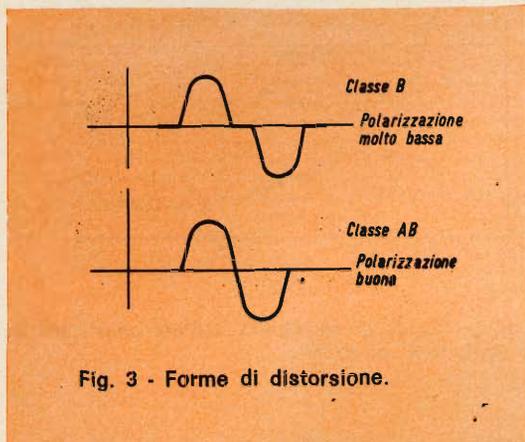



Fig. 3 - Forme di distorsione.

da un pianoforte ecc., si vede all'inizio un fronte molto ripido, poi in seguito delle onde che si smorzano. La riproduzione delle percussioni è certamente la cosa più difficile per il costruttore di complessi di alta fedeltà, non a causa dell'amplificatore ma a causa degli altoparlanti. Per ottenere una buona riproduzione dei transistori, non solo l'amplificatore deve essere a larga banda, ma l'alimentatore deve essere in grado di rispondere senza ritardi a dei picchi di corrente intensa.

Questo è praticamente irrealizzabile in buone condizioni con raddrizzatori a valvole, in quanto la resistenza interna dell'alimentatore è troppo elevata. Negli amplificatori cinematografici di alta qualità, per ottenere alimentatori a bassa resistenza interna, alcuni costruttori usano diodi a gas la cui resistenza è di circa 15 Ω invece dei 300 Ω dei diodi a vuoto.

Gli alimentatori stabilizzati degli amplificatori a transistor hanno delle resistenze interne dell'ordine di 1/10 di ohm, essi sono dunque particolarmente adatti a fornire in qualche microsecondo tutta la corrente necessaria all'amplificatore.

Per terminare questo paragrafo, vogliamo attirare l'attenzione dei lettori su una facile constatazione: una registrazione è migliore a 19 cm/s che a 9,5 cm/s non per il fatto che la banda passante è più ridotta, ma perché i segnali di pilotaggio sono più decisi.

Le specifiche degli amplificatori
1) Risposta in frequenza

Si deve sapere che la fedeltà della riproduzione è una funzione diretta della banda passante dell'amplificatore riprodotta con una distorsione lineare molto bassa.

Il costruttore deve tener conto che l'orecchio è sensibile a delle differenze di potenza dell'ordine di 1 dB e si deve segnalare che questa è una caratteristica del fabbricante di amplificatori aventi una banda passante che si estende da 30 Hz a 20 kHz a ± 2 dB. Con alcuni miglioramenti si arriva ad ottenere una banda passante che va da 40 Hz a 15 kHz a ± 1 dB su tutte le potenze, ma è evidente che i prezzi aumentano rapidamente.

Benché il limite di udibilità si trovi a circa 15 kHz è necessario avere un amplificatore con una banda passante più larga per diverse ragioni. All'inizio, per una questione tecnica, i circuiti di controreazione devono allungare la banda passante di almeno un'ottava per aumentare la stabilità. In seguito per evitare alcuni effetti fastidiosi causati da una caduta troppo rapida della curva, l'estremità superiore di questa deve scendere lentamente (per esempio di 6 dB per ottava) questa aumenta singolarmente la banda passante dell'amplificatore. La risposta viene ancora aumentata perché l'amplificatore riproduca correttamente i segnali rettangolari.

2) Distorsione non lineare

Nel capitolo precedente abbiamo parlato di distorsione lineare vale a dire della distorsione che interessa la curva di risposta. La distorsione non lineare riguarda la deformazione apportata dall'amplificatore a un segnale di forma determinata. Possiamo dire, che in un amplificatore di qualità, il tasso di distorsione deve restare inferiore all'1 % a tutte le frequenze.

Le distorsioni non lineari sono create dalla somma del segnale complesso originale (che contiene dunque una certa percentuale di armoniche) di armoniche prodotte dall'amplificatore stesso. Si tratta dunque di una questione tecnica pura.

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO
Via Moscova, 40/7 - Tel. 667.326 - 650.884

ROMA
Via Saluzzo, 49 - Tel. 727.663

NUOVO OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA MOD. 0366

Accessori a richiesta:
Probe divisore PD 366.
Probe rivelatore PR 366.

PREZZO DI LISTINO
TES L. 145.000
Sconto ai rivenditori
Garanzia 12 mesi
compreso tubo e valvole

CARATTERISTICHE

AMPLIFICATORE VERTICALE

Banda passante: dalla cc a 7 MHz - **Sensibilità:** 20 mVpp/cm fino 1 MHz. 50 mVpp/cm fino 7 MHz.
Tempo di salita: circa 50 n Sec. - **Divisore d'ingresso:** da 20 mV a 20 V/cm
Calibratore y: calibratore DC. - **Resistenza d'ingr.:** 1 MΩ costante.

AMPLIFICATORE ORIZZONTALE

Banda passante: da 10 Hz a 500 kHz. - **Sensibilità:** 100 mVpp/cm. - **Espansione:** equival. 5 diametri. -
Asse tempi: da 10 m Sec a 1 μ Sec/cm. - **Sincronismo:** interno ±, esterno, rete. -
Asse Z: soppress — 20 Vp. **Tubo impiegato:** tipo 5UP1F (5 pollici) schermo piatto, alta luminosità.
Valvole e diodi: complessivamente n. 17. - **Dimensioni:** 19 x 28 x 39 cm.

Negli amplificatori a valvole, le distorsioni non lineari diventano più importanti quando la potenza aumenta.

Negli amplificatori a transistor e soprattutto in quelli con stadio di uscita senza trasformatore, si possono avere delle distorsioni molto notevoli alle potenze basse.

Gli stadi di uscita degli amplificatori transistorizzati senza trasformatori lavorano teoricamente in classe B, vale a dire che la polarizzazione dei transistor è assicurata dal segnale stesso. È noto che a livello basso, la polarizzazione data dal segnale non permette il ricoprimento delle parti positive e negative dei segnali.

Da qui le forme di distorsione indicate in fig. 3. I costruttori compensano questo inconveniente facendo lavorare gli amplificatori non più in classe B, ma in classe A B, vale a dire ammettendo un certo calo dello stadio di uscita in assenza di segnale.

A questo punto inizia il circolo vizioso, perché se lo stadio di uscita eroga a vuoto, i transistor si scaldano e le caratteristiche dell'amplificatore cambiano rapidamente.

Questo perché le ultime norme DIN precisano che per i preamplificatori, il tasso di distorsione non lineare non deve più superare l'1 % a piena potenza, per i preamplificatori fra 40 Hz e 12.500 Hz.

In pratica, si ottengono dei tassi di distorsione inferiori all'1 %, negli amplificatori ad alta fedeltà, ma noi raccomandiamo ai nostri lettori di fare delle prove a potenza molto bassa.

È interessante constatare che i professionisti e gli amatori dell'alta fedeltà percepiscono delle distorsioni dell'ordine dell'1 o 2 %, mentre gli altri percepiscono distorsioni dell'ordine del 6 %; si tenga presente che gli apparecchi radio a buon mercato hanno un tasso di distorsione che raggiunge il 50 %.

Questa è una forma di distorsione sulla quale si capisce poco, perché essa ha poca importanza, ed è chiamata distorsione per rotazione di fase. È evidente che i correttori di tono variabili intervengono in questa forma di distorsione. Infatti, siccome essa si traduce semplicemente con uno spostamento delle armoniche naturali del segnale nel tempo, sembra che l'orecchio accetti questa forma di distorsione se essa resta in certi limiti. I puristi possono dire, giustamente, che questa forma di distorsione altera il timbro degli strumenti.

La distorsione di intermodulazione è al contrario molto più fastidiosa. Essa è prodotta dal battimento di due segnali di diverse frequenze.

Le norme DIN precisano che il tasso di distorsione di intermodulazione deve essere inferiore al 3 % quando si inviano simultaneamente nell'amplificatore due segnali da 250 Hz e 8 kHz in un rapporto di 4/1. Noi stimiamo che le norme DIN sono generose, perché la maggior parte dei fabbricanti costruiscono degli amplificatori con dei tassi di distorsione di intermodulazione dell'ordine dell'1 %.

(Da « Practical Wireless » H.P. 1201)

RECENSIONE

È uscito di recente il nuovo catalogo delle apparecchiature elettroniche PRESTEL.

Questa elegante edizione, di 32 pagine e stampata su carta patinata, riguarda tutta la produzione 1970.

La PRESTEL sarà lieta, di inviare in omaggio l'annunciato catalogo, a tutti coloro che ne faranno richiesta.

PRESTEL - *Corso Sempione, 48 - 20154 Milano*

QUALITÀ DELLE CARTUCCE FONOGRAFICHE

del Dott. C. Gatti

In un complesso alta fedeltà, la testina di riproduzione è spesso il componente al quale si presta la minore attenzione. Invece è proprio da questa che inizia la riproduzione sonora, in quanto effettua l'operazione estremamente delicata nel corso della quale la puntina segue tutti i solchi del disco in modo da dar vita a una corrente elettrica molto bassa. Ogni solco è formato da due vie distinte generatrici di segnali, incise nelle due pareti opposte, la puntina si deve disporre liberamente in tutti i punti in un arco di 180° da una parte e dall'altra del solco.

La trasformazione di questo spostamento meccanico in segnali elettrici non si fa senza perdite: infatti nessuna testina è un perfetto trasduttore.

Allora, il suono prodotto da due testine non è mai identico anche per delle cellule dello stesso lotto di fabbricazione. Esamineremo in questo articolo quattro tipi di testine di riproduzione che funzionano ciascuna secondo un sistema di trasduzione diverso.

Sappiamo che lo spostamento di un magnete in vicinanza di una bobina amplifica una tensione. E' possibile amplificare una tensione con l'aiuto di un magnete fisso e di una bobina mobile, di una bobina fissa e di un magnete mobile o anche di un magnete e di una bobina fissi.

Vediamo ora come si ottiene un segnale quando i due elementi sono fissi. Se si mette un pezzetto di ferro in un campo magnetico, questo acquista una parte delle proprietà di un magnete. Ogni spostamento del magnete induce in presenza di una bobina un segnale di un certo valore.

La testina ADC - 10E costituisce una applicazione di questo principio. Il magnetismo è indotto in un piccolo anello di ferro da un magnete permanente fisso. Questo anello si trova all'estremità del braccio opposto alla puntina di riproduzione e si dispone fra due poli al ritmo della pressione sul solco. La cartuccia Stanton 581 EL funziona secondo questo principio. Il magnete si trova all'estremità opposta alla puntina e il suo spostamento è comandato direttamente dalle ondulazioni del solco.

In alcuni tipi di testine la puntina mobile è direttamente accoppiata a una coppia di bobine miniatura che sono animate da un movimento di rotazione nel campo di un magnete fisso.

Ma il magnetismo non è più il solo mezzo di eccitare un trasduttore. Le cellule piezoelettriche o a cristallo sono il migliore esempio poiché esse equipaggiano la maggior parte dei giradischi in commercio.

Ormai in questi ultimi tempi anche le

testine non magnetiche hanno raggiunto un livello di qualità confrontabile a quello dei modelli magnetici. Il problema era legato al loro peso e alla rigidità. Le cellule piezo-elettriche funzionano secondo il principio di una sostanza cristallina che amplifica una tensione elettrica quando questa viene sottomessa a una forza di compressione.

All'origine, la forza richiesta era considerevole essendo le testine rigide e di dimensioni notevoli. Era necessario un supporto della puntina lungo e pesante per produrre un movimento di tensione capace di amplificare un segnale utilizzabile.

La tensione di uscita di questi modelli è elevata. Inoltre, la cellula piezoelettrica reagisce essenzialmente all'ampiezza, vale a dire che la tensione di uscita dipende dall'ampiezza dello spostamento della puntina nel solco. Al contrario, una testina magnetica amplifica una tensione proporzionale alla velocità di spostamento del solco. Si può così dire che una testina piezoelettrica è « autocompensatrice » mentre una testina magnetica necessita di un sistema di equilibrio esterno.

Altri vantaggi delle testine piezoelettriche sono quelli di essere insensibili ai ronzii indotti da motori o trasformatori che si trovano nelle vicinanze; questo naturalmente semplifica l'installazione.

Tenuto conto di tutte queste considerazioni, le nostre prove ci hanno portato sulla cellula Grado B di fig. 1. Quest'ultima utilizza una coppia di « generatori di sollecitazioni » studiata per fornire una risposta simile a quelle dei generatori magnetici. La testina Grado B necessita dunque di un circuito equilibratore come quello necessario per una testina magnetica. Essa si differenzia anche dalle altre testine piezoelettriche normali per il fatto che la sua tensione di uscita è più bassa di quella della maggior parte delle testine magnetiche; essa deve quindi essere munita di un preamplificatore.

Fig .1 - I generatori piezoelettrici esigono delle astine assai lunghe per produrre una amplificazione meccanica sufficiente. Questa è dovuta alla rigidità relativa delle cellule a cristallo o ceramiche. A = puntina di lettura, B = astina di supporto, C = snodo, D = generatore a montaggio rigido, E = contatto +, F = contatto, G = generatore destro, H = generatore sinistro.

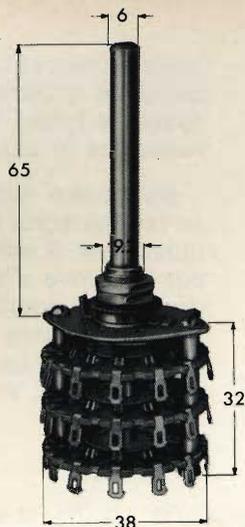
Le testine non magnetiche generalmente sono più leggere (la Grado B pesa 3,5 g), questo migliora considerevolmente le condizioni di lettura in particolare quando il disco non è perfettamente piano.

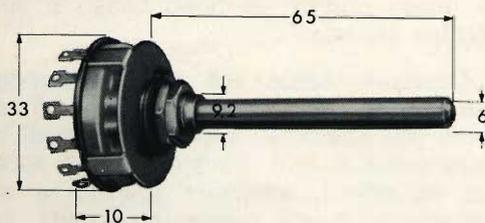
Tutte le testine provate hanno come caratteristica comune quella di trasformare lo spostamento meccanico dell'equipaggiamento mobile in un segnale elettrico proporzionale.

Le prove di realizzazione delle cellule non generatrici ritornano praticamente all'origine della fabbricazione delle testine di lettura. L'altra soluzione consiste evidentemente nell'utilizzare lo spostamento della puntina per modulare una tensione prodotta da un generatore esterno. Uno dei più recenti di questo tipo è l'Euphonics 15-LS. Una alimentazione esterna a transistor fornisce la tensione continua che è modulata dal movimento di flessione applicato a due semiconduttori.

Il movimento della puntina viene comunicato a due dispositivi al silicio ultraminiatura (fig. 2) chiamati « pixie ». La loro resistenza varia in funzione del movimento di flessione della puntina. Questa variazione della resistenza influisce sull'uscita continua dell'alimentazione. Questa tecnica permette anche di realizzare delle testine estremamente leggere (2 g).

Vediamo dunque i quattro tipi di testine che dobbiamo esaminare:

a) Euphonic a modulazione di tensione,
b) Grado B, generatore piezo-elettrico,
c) ADC-10E, generatore a magnete indotto,
d) Stanton 581 EL, generatore a magnete mobile.

NUOVI COMMUTATORI ROTANTI

lorlin

Commutatori rotativi « LORLIN »
Per Radio-TV

Portata massima: 5 A
Corrente commutabile: 150 mA 250 V eff.
Resistenza di contatto: 10 mΩ
Isolamento tra i contatti. 100 MΩ a 1500 V c.c.
Contatti: ottone argentato
Settori: bachelite classe II
Rotazione: 30°; * 45°

Posiz.	Totale vie	Settori	
*6	3	3	GN/0112-00
10	3	3	GN/0114-00
12	3	3	GN/0115-00

Commutatori rotativi « LORLIN »
Per Radio-TV

Portata massima: 5 A
Corrente commutabile: 150 mA 250 V eff.
Resistenza di contatto: 10 mΩ
Isolamento tra i contatti: 100 MΩ a 1500 V c.c.
Contatti: ottone argentato
Settori: bachelite classe II
Rotazione: 30°

Posiz.	Totale vie	Settori	
3	1	1	GN/0101-00
7	1	1	GN/0102-00
10	1	1	GN/0103-00
12	1	1	GN/0104-00
3	2	1	GN/0105-00
5	2	1	GN/0106-00
6	2	1	GN/0107-00
4	3	1	GN/0108-00
2	4	1	GN/0109-00
3	4	1	GN/0110-00

IN VENDITA PRESSO
TUTTE LE SEDI
DELL'ORGANIZZAZIONE
G.B.C. IN ITALIA

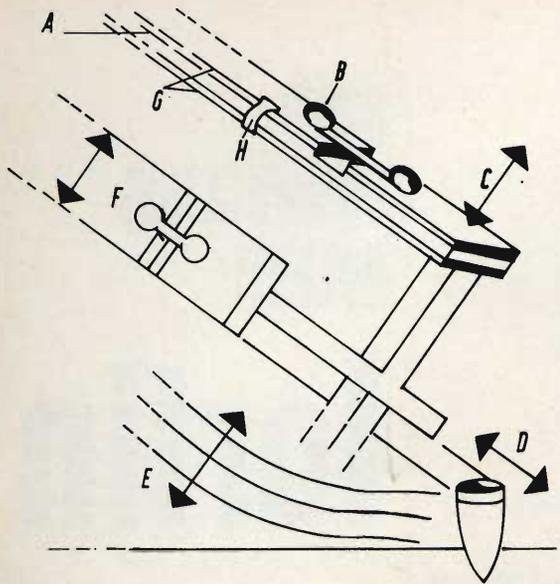



Fig. 2 - Cellula a corrente continua modulata. Il movimento di flessione dell'astina fa variare la resistenza delle pastiglie di silicio. A = epoxi, B = elemento « pixie », C = la resistenza dell'elemento deve variare quando il movimento di flessione si esercita in questi sensi, D = questo movimento interessa l'elemento di sinistra, E = questo movimento interessa l'elemento di destra, F = nessuna corrente viene generata dall'elemento di sinistra quando lo spostamento va in questo senso, G = rame, H = collegamento.

Le controversie sono numerose fra gli amatori dell'alta fedeltà, per quanto riguarda meriti rispettivi di questi sistemi. Si è proceduto alle prove delle diverse testine di riproduzione per cercare di determinare se una di esse presenta una qualità superiore alle altre.

Non vogliamo dire che le testine selezionate per queste prove sono necessariamente superiori a delle altre. Esse sono state scelte perché rappresentano diversi mezzi proprio nel ricreare il suono originale registrato su dei dischi stereofonici.

Tutte le cellule sono state equipaggiate di una punta ellittica e montate su un braccio Empire 980. Il modello Euphonic non può funzionare senza la sua alimentazione che viene a disporsi fra la cellula e il preamplificatore (o l'equipaggiamento di misura). L'alimentazione è munita di un invertitore che permette di ottenere un'uscita simile a quella di una testina magnetica (segnale debole) o una uscita a compensazione RIAA di 0,5 V (segnale forte). Tutte le prove sono state realizzate in posizione di segnale debole.

Nel corso delle prove d'ascolto tutte le testine sono state messe nelle stesse condizioni. Il solo equipaggiamento usato per le prove d'ascolto e le misure comprende un amplificatore stereofonico, un preamplificatore e due altoparlanti. Anche per quanto riguarda i dischi, sono sempre stati usati gli stessi.

Le prove

1) Uscita. Il disco usato per le prove era il tipo CBS Labs STR 100, l'uscita era costituita da un segnale di 1.000 Hz registrato prima sul canale di sinistra, poi su quello di destra. L'uscita elevata della cellula Euphonic potrà eventualmente provocare il sovraccarico di un ingresso a transistor (o anche a valvole). Da notare che la prova di uscita non è necessariamente un criterio di qualità.

2) Forza di appoggio minima. Diversi fattori sono stati presi in considerazione per questa misura. La cifra finale comprende un fattore di sicurezza. Questa non è in alcun modo la cifra di forza minima, essa corrisponde infatti a una forza che permette la lettura della grande maggioranza dei dischi con l'aiuto di un braccio di buona qualità, di peso basso e complianza elevata.

Qualcuno esige una forza d'appoggio più grande, altri si accontentano di una forza più bassa. E' preferibile quindi andare verso il lato elevato. Meglio sarebbe, in effetti, applicare una forza due volte superiore a quella necessaria, che applicarne una che sia leggermente troppo bassa.

Contrariamente a una convinzione largamente nota, bracci troppo leggeri rovinano i dischi in seguito al battimento della puntina nel solco. Il tasso di usura provocato da una forza d'appoggio un po' più elevata del normale è insignificante.

3) Complianza dinamica. E' la misura di complianza in corso di funzionamento che non ha alcun rapporto con i valori di complianza statica indicata nelle ca-

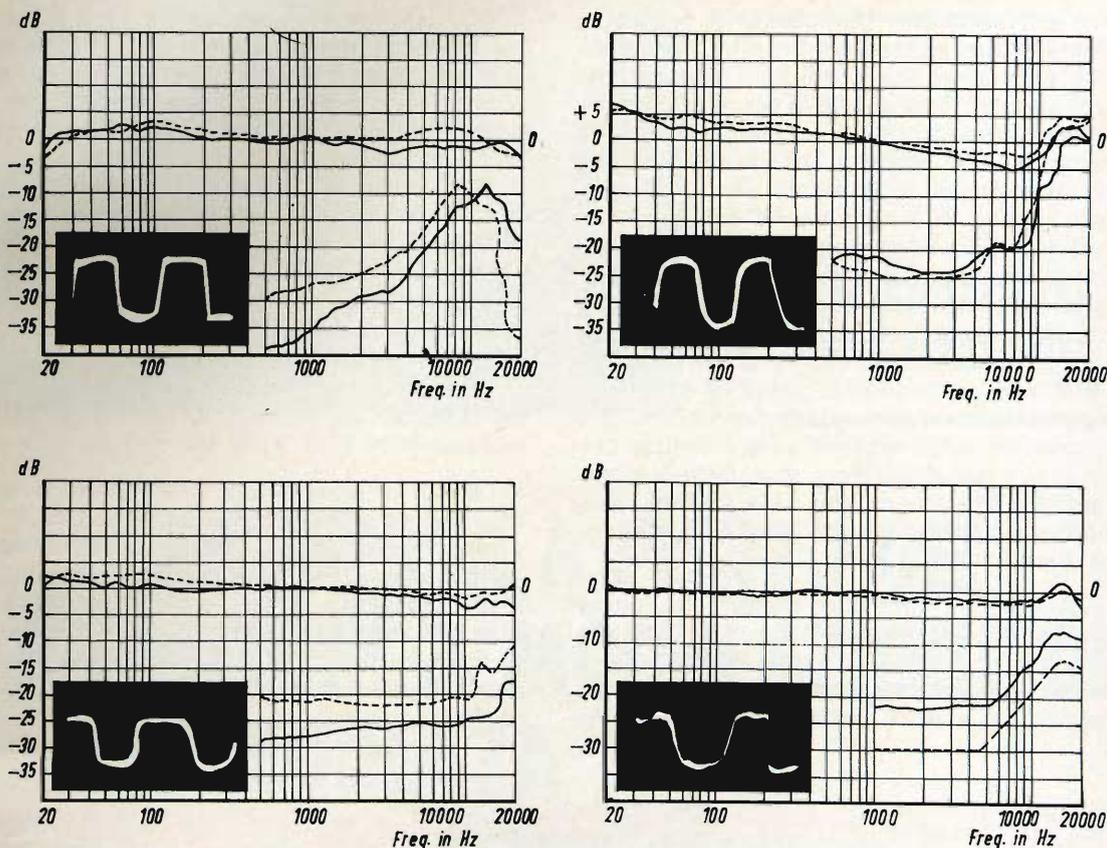



Fig. 3 - Curve di risposta in frequenza (curve superiori) e di separazione delle vie (curve inferiori) di quattro testine di riproduzione di diversa concezione. I tratti continui corrispondono alla via di sinistra, mentre i tratti discontinui alla via di destra. Le curve corrispondono rispettivamente alle cellule Euphonics CK-15-LS (in alto a sinistra), Grado B (in alto a destra), ADC-10 (in basso a sinistra) e Stanton 581 EL (in basso a destra). I rilievi effettuati all'oscilloscopio rappresentano l'azione di ciascuna testina a 1000 Hz.

ratteristiche pubblicitarie. Le cifre sembrano ugualmente dimostrare che la competizione che esiste in questa richiesta fra i diversi testi di lettura non è sempre giustificata. Gli scarti constatati da una cellula all'altra non hanno in apparenza che una influenza molto secondaria sulle loro prestazioni.

4) Distorsione di intermodulazione. Le cifre che appaiono rispetto a + 6 dB corrispondono a una lettura tipica dei livelli di registrazione medi. La distorsione della risposta laterale non è sempre uguale alla distorsione verticale. Ben inteso, le due sono importanti per una buona riproduzione stereofonica. Se i risultati possono sembrare sorprendenti a causa delle cifre generalmente avanzate per gli amplificatori e altri, ci si deve persuadere che esse corrispondono allo stato attuale della tecnica.

Le cifre indicate di fronte a + 9 dB sono date a titolo indicativo e corrispondono a quello che si avrebbe con un disco fortemente modulato. Esse possono essere significative; in ogni caso esse devono essere considerate come un fattore di sicurezza.

5) Risposta in frequenza e separazione dei canali. I picchi o le creste alle estremità delle curve di risposta possono essere corrette dai comandi di tono.

La separazione dei canali in decibel è lontana dall'essere anche più importante della linearità. La perdita di separazione relativa fra 500 e 10.000 Hz è particolarmente importante. Più questa perdita è progressiva, migliore sarà la stereofonia. E' importante sottolineare che tutte queste testine di lettura hanno dato un buon effetto soggettivo di stereofonia nel corso delle prove di ascolto. La cosa più sorprendente in tutta questa serie di prove è che la qualità del suono ottenuto a partire da sistemi anche diversi gli uni dagli altri era praticamente uguale. In effetti le sfumature erano poco percepibili. Tre categorie erano state fissate all'inizio delle prove per descrivere le qualità di riproduzione sonora di ciascuna cellula: brillante, neutra e sorda; nessuna delle tre è risultata della terza categoria.

Anche un controllo rapido alle curve di risposta non rivela alcuna perdita alle frequenze elevate. La cellula ADC ha prodotto il suono più neutro; il modello Euphonics è stato il più brillante. Le testine Grado B e Stanton possono essere poste fra le due. I modelli Euphonics e Grado B si sono rivelati qualche volta spiacevoli con dei dischi con forte dominanti di frequenze elevate, ma questo inconveniente può essere eliminato con l'aiuto di sistemi ad altoparlanti multipli. La scelta della testina migliore a questo punto dipende solamente dal gusto personale che è in relazione a fattori soggettivi. Comunque possiamo dire che malgrado le loro differenze di concezione, tutti questi elementi si avvicinano alla forma ideale.

Le onde rettangoli corrispondono al taglio laterale del disco CBS Labs STR 111; la frequenza è di 1.000 Hz.

La loro interpretazione sembra non avere che un rapporto lontano con i risultati di ascolto soggettivi. Le risonanze dovute alla massa della puntina non pongono alcun problema. Infine, le risposte parassite di bassa ampiezza che appaiono qua e là sulle forme d'onda non sono che degli impulsi dovuti al rumore delle superfici del disco.

TABELLA DELLE CARATTERISTICHE

1) **Uscita per canale:** 1 kHz a una velocità di 3,54 cm/s

Euphonics:	sinistra = 12 mV	destra = 11 mV
Grado B:	sinistra = 4,8 mV	destra = 4,95 mV
ADC 10 E:	sinistra = 3,5 mV	destra = 3,6 mV
Stanton:	sinistra = 4,5 mV	destra = 4,6 mV

2) **Forza d'appoggio minima**

Euphonics:	1 g.
Grado B:	1,5 g.
ADC 10 E:	1 g.
Stanton:	1 g.

3) **Complianza dinamica** (x 10⁶)

Euphonics:	laterale = 4,5	verticale = 6,3
Grado B:	laterale = 1,6	verticale = 1,6
ADC 10 E:	laterale = 12,5	verticale = 24,8
Stanton:	laterale = 4,5	verticale = 4,2

4) **Distorsione d'intermodulazione**

Euphonics:	later. =	+6 dB - 2,5%;	+9 dB - 4%
	vert. =	+6 dB - 2,2%;	+9 dB - 3,2%
Grado B:	later. =	+6 dB - 1,5%;	+9 dB - 7,5%
	vert. =	+6 dB - 3%;	+9 dB - 3,8%
ADC 10 E:	later. =	+6 dB - 1%;	+9 dB - 2,2%
	vert. =	+6 dB - 3%;	+9 dB - 1,6%
Stanton:	later. =	+6 dB - 1,2%;	+9 dB - 1,6%
	vert. =	+6 dB - 4,2%;	+9 dB - 6,2%

(Da « Hi-Fi Stereo » H.P. 6911)

SERVIZIO RADIO-TV

LA MESSA A PUNTO DEI RICEVITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

SENSIBILITÀ E RUMORI DI FONDO

di P. Soati III parte

La sensibilità di un ricevitore a modulazione di frequenza, al pari di quella relativa ad un ricevitore per modulazione di ampiezza, indica la sua attitudine a percepire segnali deboli in funzione di una precisata potenza di uscita e con una qualità accettabile, che è definita dal rapporto fra il segnale ed il rumore di fondo all'uscita del ricevitore.

Affinché la misura di potenza del rumore di fondo corrisponda il più possibile alla sensazione sonora da esso effettivamente prodotta è necessario attenuare le frequenze inferiori agli 800 Hz mediante un filtro psofometrico il cui circuito lo abbiamo indicato nella prima puntata.

La caratteristica di attenuazione corrispondente ad un livello di sensazione sonora di circa 50 phon, è riportata nella seguente tabella:

Frequenza Hz	Attenuazione dB
50	29
100	16
200	7
400	3
800	1

MISURA DEL DISLIVELLO FRA IL SEGNALE E RUMORE DI FONDO

Il dislivello fra il segnale ed il rumore all'uscita è il rapporto logaritmico, espresso in dB, fra la potenza elettrica di uscita stabilita e la potenza elettrica di uscita dovuta al rumore di fondo, misurata a valle del filtro psofometrico di cui sopra.

Il dislivello viene rilevato su un carico fittizio per differenti valori della tensione di entrata a radiofrequenza, modulata in frequenza al 30% e a 400 Hz, applicata mediante un'antenna fittizia.

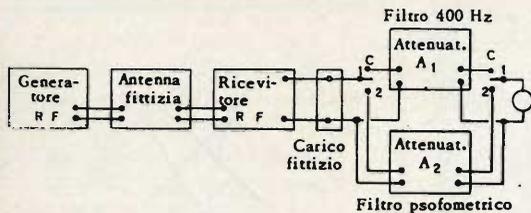



Fig. 1 - Misura del dislivello fra segnale e rumore all'uscita di un ricevitore FM.

La misura del dislivello fra il segnale ed il rumore di fondo si esegue adottando la disposizione circuitale di figura 1 nella quale il filtro della sezione A_1 è accordato sulla frequenza di 400 Hz, mentre il filtro psofometrico è identico a quello descritto nella prima puntata alla quale abbiamo fatto riferimento, ed inserito nella sezione A_2. Della tensione di uscita viene prelevata solo una parte, che deve essere attenuata rispetto alla tensione totale di un valore pari alla differenza fra l'attenuazione che ha luogo nel ramo 1, a causa della presenza del filtro a 400 Hz, e l'attenuazione, di circa 3 dB, provocata a 400 Hz dal filtro psofometrico stesso, in modo da equilibrare le attenuazioni dei due rami.

Le misure saranno eseguite sulle frequenze normali di prova per ricevitori a modulazione di frequenza indicate nella tabella IV della prima puntata (88, 94, 100 MHz), con il regolatore di tono, od i regolatori di toni, nel caso essi siano due, predisposti per la massima banda passante.

Il ricevitore dovrà essere accordato per la minima potenza di uscita del rumore. Per ogni frequenza di misura si sceglierà un determinato valore del segnale a radiofrequenza all'entrata e, modulandolo normalmente, lo si applicherà al ricevitore tramite l'antenna fittizia.

La potenza di uscita, su un carico fittizio a 400 Hz, verrà regolata mediante il controllo di intensità di volume a 500 mW, (oppure altri valori standard, per i ricevitori di maggior potenza).

Allo scopo di tenere conto dell'attenuazione introdotta a 400 Hz dal filtro e precedentemente misurata, la tensione letta sul voltmetro per detto valore di potenza dovrà essere proporzionalmente inferiore a quella che si leggerebbe ai capi del carico fittizio.

Successivamente tolta la modulazione si porterà il commutatore C nella posizione 2 annotando la lettura della potenza del rumore eseguita sul voltmetro di uscita. Si ritornerà quindi nella posizione 1 e, modulando nuovamente il segnale a radiofrequenza, si regolerà l'attenuatore fino ad ottenere all'uscita la medesima lettura che si aveva nella misura del rumore.

Il grado di attenuazione indicato dall'attenuatore nella posizione 1 rappresenterà il dislivello fra il segnale ed il rumore di fondo.

L'operazione dovrà essere ripetuta per altri valori del segnale a radiofrequenza all'entrata secondo una scala di valori ritenuti più opportuni.

Per ognuna delle tre frequenze di misura, cioè 88, 94 e 100 MHz, si traccerà un grafico sulle cui ascisse, in scala logaritmica, sarà riportato il valore del segnale applicato all'entrata del ricevitore (a 300), espresso in microvolt e nelle ordinate, in scala lineare, il valore delle attenuazioni lette sull'attenuatore A_1, cioè dei dislivelli fra il segnale utile ed il rumore di fondo all'uscita del ricevitore.

In figura 2 è riportato il grafico di misura del dislivello segnale/rumore di fondo per un ricevitore a modulazione di frequenza sintonizzato sulla frequenza di 94 MHz.

SENSIBILITA' UTILE

La sensibilità utile di un ricevitore a modulazione di frequenza è definita dalla tensione applicata all'ingresso, con impedenza di 300 Ω, attraverso un'antenna fittizia, necessaria affinché in uscita si ottenga un dislivello di 30 dB fra segnale e rumore di fondo, per una potenza di segnale di 500 mW su un carico fittizio.

Il segnale applicato all'ingresso dovrà essere modulato in frequenza al 30% e avere la frequenza di 400 Hz.

B&O iniziali di alta fedeltà

Registratore stereo « B. & O. »
Mod. Beocord 1800 - 4132 - A 32 transistori
A 4 tracce di riproduzione e registrazione
Mobile in legno pregiato
Controllo del livello di registrazione mediante amperometro su ciascun canale
Controllo di volume e tono
Comandi a cursore lineare
Ingressi per microfono - radio - giradischi
Uscita per cuffia e amplificatore
Bobine da 7"

Velocità	:	4,75 - 9,5 - 19 cm/s
Risposta di frequenza	:	40 ÷ 6000 Hz a 4,75 cm/s
		30 ÷ 13000 Hz a 9,5 cm/s
		20 ÷ 20000 Hz a 19 cm/s
Wow e flutter	:	0,07 a 19 cm/s
Rapporto segnale/disturbo	:	60 dB
Separazione tra i canali	:	55 dB
Sensibilità micro	:	35 μV
Radio - giradischi	:	2,5 mV su 47 kΩ

Impiego con altoparlanti esterni
Alimentazione: 110 - 130 - 220 - 240 V 50 Hz
Dimensioni: 450 x 355 x 225 (con coperchio)
SS/0154-00

Giradischi stereo « B. & O. »
Mod. Beogram 1800

2 velocità: 33 - 45 giri/min.
Braccio in lega leggera bilanciato
Dispositivo di discesa frenata del braccio
Pressione d'appoggio regolabile da 1 ÷ 3 g
Regolazione fine della velocità
Completo di base in legno pregiato e coperchio in plexiglass
Corredato di cartuccia tipo SP 10
Alimentazione: 110 - 220 V 50 Hz
Dimensioni con coperchio: 435 x 320 x 140
RA/0295-00

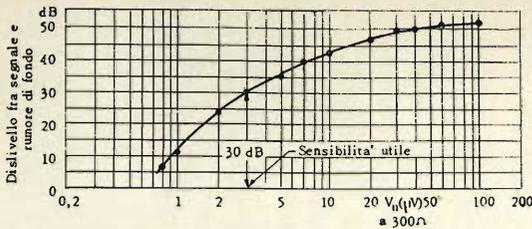



Fig. 2 - Diagramma del dislivello segnale/rumore di fondo f = 94 MHz.

Qualora con il ricevitore non sia possibile avere la potenza di uscita di 500 mW, a causa della sua scarsa amplificazione, si sceglierà un altro valore più basso.

Le modalità di misura saranno identiche a quelle riportate più sopra.

SENSIBILITA' MASSIMA

La sensibilità massima di un ricevitore a modulazione di frequenza è definita dalla tensione a radiofrequenza applicata all'ingresso, con impedenza a 300 Ω, tramite un'antenna fittizia, che è necessaria per ottenere in uscita su un carico fittizio, il valore stabilito di potenza di uscita, con il comando di volume disposto per il massimo volume e quello di tono per la massima banda passante.

Le misure dovranno essere eseguite su tutte le frequenze del 1° gruppo della tabella IV della prima puntata (88, 90, 92, 94, 96, 98, 100, 102 e 104 MHz). Anche in questo caso il segnale sarà modulato in frequenza al 30% ed a 400 Hz.

Dopo aver accordato il ricevitore per la massima potenza di uscita si misurerà la tensione di entrata che è necessaria per ottenere all'uscita su un carico fittizio la potenza di 500 mW se la potenza di rumore è trascurabile. Qualora la potenza di rumore pur essendo ridotta non è trascurabile essa dovrà essere misurata ed aggiunta al valore della potenza di uscita che si deve ottenere nella misura.

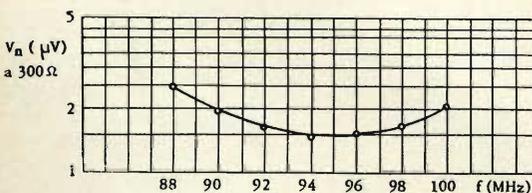



Fig. 3 - Grafico relativo alla misura della sensibilità massima di un ricevitore FM.

Se infine la potenza di rumore fosse presso a poco dello stesso ordine della potenza di uscita utile, la misura fornirà soltanto un'indicazione sull'amplificazione massima del ricevitore e si renderà necessario l'inserzione di un filtro a 400 Hz tra il carico fittizio ed il voltmetro di uscita. In questo caso si misurerà, introducendo il filtro psofometrico, il dislivello di uscita fra il segnale ed il rumore come abbiamo indicato nei paragrafi precedenti.

I risultati delle misure atte a stabilire la sensibilità massima verranno espressi mediante un grafico nelle cui ascisse sarà riportata in scala lineare la frequenza e nelle ordinate, in scala logaritmica, il valore della tensione a radio frequenza d'ingresso (a 300 Ω) espresso in microvolt.

La figura 3 si riferisce ad un grafico ottenuto su un ricevitore a modulazione di frequenza durante le misure della massima sensibilità.

CARATTERISTICA DEL REGOLATORE AUTOMATICO DI GUADAGNO

La caratteristica del regolatore automatico di guadagno è data dalla relazione fra la tensione di entrata, applicata mediante un'antenna fittizia, e la potenza di uscita del segnale su un carico fittizio. La cifra di merito del regolatore automatico di guadagno si rivela dalla sua caratteristica ed è espressa dal rapporto fra l'attenuazione effettuata sul segnale di ingresso e la corrispondente variazione di uscita come vedremo oltre.

Per eseguire questa misura il ricevitore dovrà essere regolato in modo da ottenere la massima potenza di uscita su una qualsiasi frequenza di prova (88, 94 e 100 MHz) modulata in frequenza al 30% a 400 Hz.

Il regolatore di tono anche in questo caso sarà regolato in modo da ottenere la massima banda passante.

Per mezzo del comando manuale del volume la potenza di uscita dovrà essere

regolata ad un valore tale che per una tensione di 0,11 V per il segnale applicato all'ingresso a 300 Ω, non si abbia sovraccarico di bassa frequenza. A titolo orientativo si può considerare come potenza limite per il sovraccarico il valore di 10 dB sotto la massima potenza di uscita utile.

Con il controllo manuale di volume nella suddetta posizione si misurerà la potenza di uscita al variare del segnale d'ingresso dal valore di 0,11 V (a 300 Ω), fino al valore più basso possibile.

Qualora durante in questa operazione si notasse un sensibile spostamento della frequenza di accordo del ricevitore al variare della tensione di entrata, si dovrà procedere a sintonizzare il ricevitore stesso sulla frequenza esatta.

I dati ricavati saranno riportati su un grafico sulle cui ascisse sarà indicato in microvolt il valore del segnale applicato all'ingresso a 300 Ω, in scala logaritmica, e sulle ordinate, in scala lineare, il valore della potenza di uscita relativo a quello misurato con la tensione di entrata a 0,11 V, espresso in decibel.

La citra di merito del regolatore automatico di guadagno è espressa dal rapporto fra l'attenuazione di 60 dB apportata al segnale iniziale a 0,11 V applicato all'ingresso a 300 Ω e la corrispondente variazione della potenza di uscita espressa in decibel.

La figura 4 si riferisce ad un grafico relativo alla caratteristica del regolatore automatico di guadagno di un ricevitore a modulazione di frequenza.

Fig. 4 - Caratteristica del regolatore automatico di guadagno di un ricevitore FM.

Fig. 5 - Curva di risonanza di un circuito rivelatore FM.

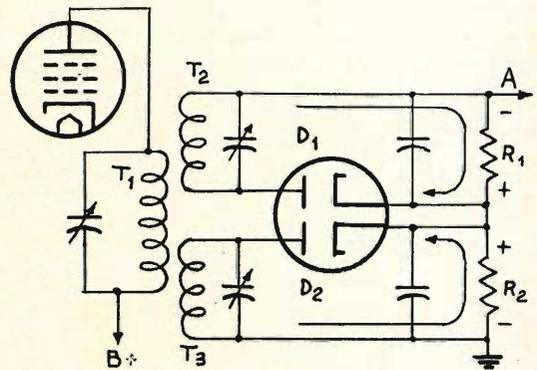



Fig. 6 - Stadio rivelatore di un ricevitore FM a tre circuiti.

NOTE SUI CIRCUITI RILEVATORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

La rivelazione dei segnali modulati in frequenza è alquanto differente da quella caratteristica dei segnali modulati in ampiezza. Per rivelare questi ultimi infatti è sufficiente introdurre all'uscita degli stadi amplificatori di media frequenza un qualsiasi elemento non lineare, un tubo in un tratto curva della sua caratteristica o un diodo, per quanto concerne invece la modulazione di frequenza la rivelazione deve essere suddivisa in due distinte operazioni consistenti la prima nella conversione della modulazione di frequenza in modulazione di ampiezza e la seconda nella rivelazione vera e propria con i circuiti propri della rivelazione di ampiezza.

A questo proposito occorre però rilevare che mentre per qualche tipo di cir-

cuito questa suddivisione corrisponde effettivamente ad una vera e propria separazione circuitale in altri essa ha un valore puramente teorico dato che un solo organo esplica entrambe le funzioni.

E' necessario ricordare che rivelare un segnale modulato in frequenza significa ottenere un segnale la cui ampiezza istantanea, e di conseguenza la legge di variazione nel tempo, è funzione del valore istantaneo in frequenza di una portante. Perciò il più elementare tipo di rivelatore può essere realizzato accordando il circuito anodico di un tubo elettronico sul fianco, anziché al vertice della curva di risonanza, cioè, in altre parole, disintonizzando il circuito, come si vede dalla curva di figura 5.

La tensione ai capi del circuito in questione è evidentemente funzione del valore istantaneo della frequenza, e di conseguenza risulta modulata in ampiezza e può essere rivelata con i metodi convenzionali. Se questo sistema apparentemente è semplice in effetti presenta degli inconvenienti, i principali dei quali sono i seguenti:

a) nel tratto che interessa la rivelazione la curva è soltanto approssimativamente rettilinea.

b) il tratto utile è alquanto ridotto ed in pratica è insufficiente a coprire la massima deviazione di frequenza richiesta.

c) la pendenza della curva è piuttosto bassa.

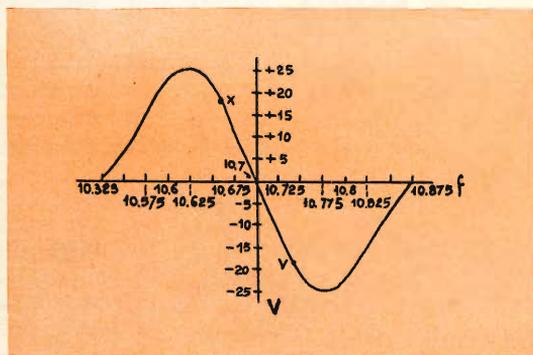



Fig. 7 - Curva caratteristica: tensione d'uscita BF/frequenza.

Da queste considerazioni ne deriva che un segnale rivelato in queste condizioni risulterebbe di estensione di frequenza molto limitata, di ampiezza alquanto modesta ed infine sarebbe soggetto a notevole distorsione; oltre a ciò si potrebbe avere una seconda rivelazione sull'altro fianco della curva.

Tuttavia il sistema sopra illustrato può essere notevolmente migliorato utilizzando un circuito, composto da tre distinti circuiti come è indicato in figura 6.

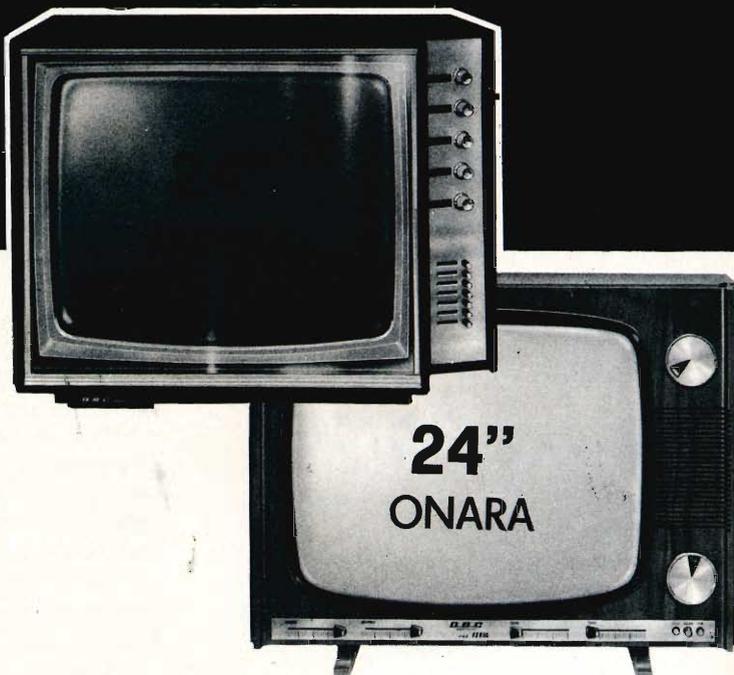
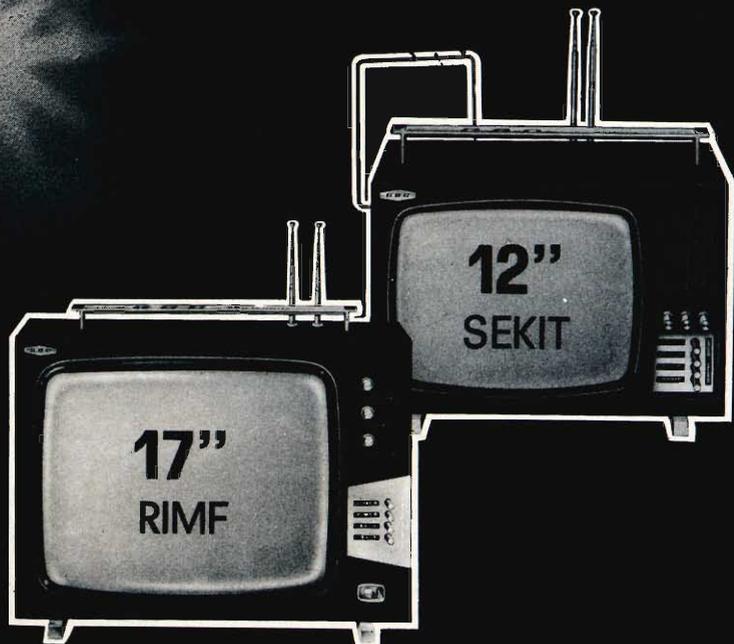
In questo caso il circuito primario viene accordato sulla frequenza centrale f_o, mentre i due circuiti secondari saranno accordati rispettivamente sulle frequenze $f_o + \Delta f$ e $f_o - \Delta f$ nelle quali Δf indica il massimo disaccordo, che ha un valore sensibilmente maggiore della massima deviazione di frequenza allo scopo di evitare di cadere in quei tratti dove la caratteristica dei circuiti comincia ad incurvarsi.

La disposizione contrapposta dei diodi fornisce una tensione utile che corrisponde alla differenza delle tensioni generate dai singoli circuiti, ognuno dei quali funziona separatamente nel modo precedentemente illustrato. Di conseguenza la caratteristica « tensione di uscita di bassa frequenza », ha il comportamento indicato dalla curva di figura 7, che è la curva tipica dei circuiti rivelatori a modulazione di frequenza. Questo accordo è conosciuto con il nome di discriminatore a doppio accordo dall'inglese double tuned discriminator.

Si tratta di un circuito che ha una messa a punto piuttosto delicata e che è difficile da realizzare data la difficoltà di mantenere la simmetria fra i due rami.

In considerazione dell'attuale sviluppo dei ricevitori a modulazione di frequenza la conoscenza della loro struttura è ormai indispensabile non solo al tecnico progettista ma anche a coloro che debbano effettuare le operazioni di manutenzione e quindi non è fuori luogo intrattenerci brevemente sui vari tipi di rivelatori comunemente impiegati in FM.

12"
SEKIT

17"
RIMF

LINEA PERFEZIONE QUALITA'

MILAN-LONDON-NEW YORK

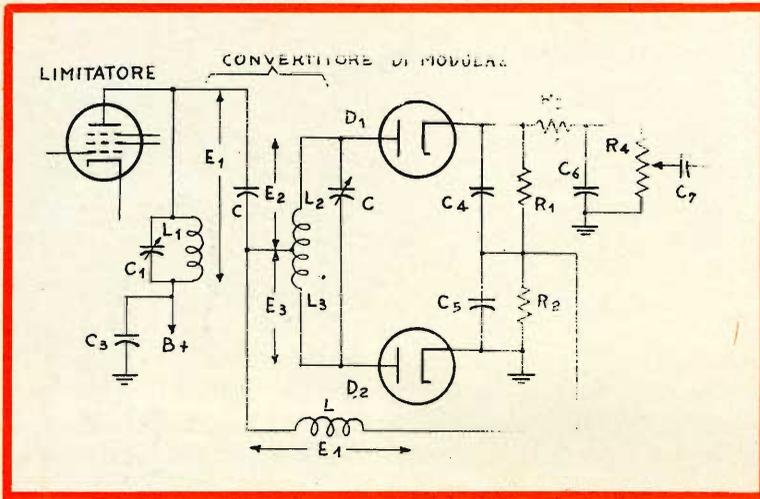



Fig. 8 - Circuito rivelatore di un ricevitore FM.

RIVELATORE A SFASAMENTO (phase discriminator)

Il discriminatore di fase, e noto anche con il nome di rivelatore di Foster-Seely che per primi lo realizzarono, consente di eliminare gli inconvenienti che sono caratteristici del discriminatore a doppio accordo ed essendo stato in passato molto diffuso ancor oggi si trovano molti ricevitori che usufruiscono di questo tipo di circuiti. Esso si distingue per il suo particolare sistema di conversione di modulazione che analizzeremo brevemente.

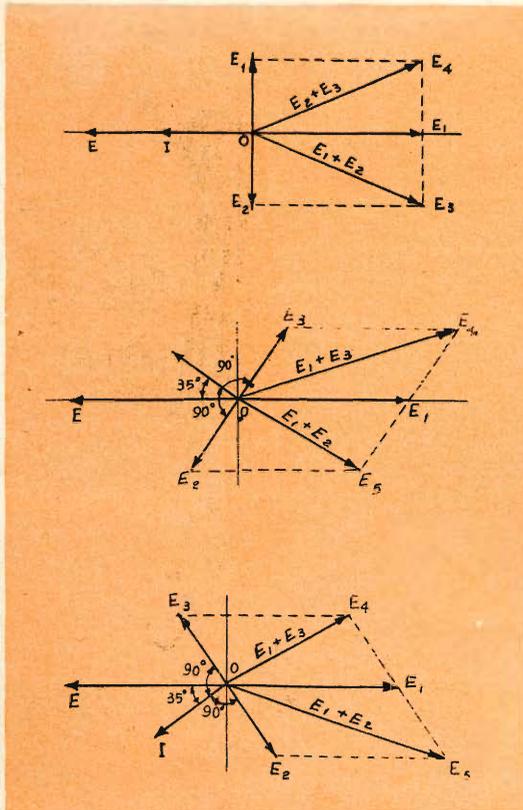



Fig. 9 - Configurazione vettoriale delle tensioni rivelate.

Osservando il circuito di figura 8 si può rilevare che il circuito secondario è unico ed è accordato sulla frequenza centrale, come il circuito primario, al quale è accoppiato induttivamente e che esiste anche un accoppiamento diretto fra il primario e la presa centrale del secondario a cui fa capo l'induttanza di arresto L.

Ai capi delle induttanze L è perciò presente la stessa tensione a radiofrequenza E_1 presente ai capi del primario; inoltre le due tensioni E_2 e E_3, esistenti rispettivamente ai capi delle due sezioni del secondario, L_2 e L_3, sono uguali, in qualsiasi caso, fra di loro come ampiezza ma differiscono di 180°.

Se ammettiamo che il circuito sia in condizioni di risonanza, la tensione E presente ai capi del secondario sarà di 180° rispetto alla tensione E_1 presente sul primario e di conseguenza anche ai capi dell'induttanza L. La corrente del secondario, dato che il circuito come abbiamo ammesso è in risonanza, risulta in fase con la corrispondente tensione. Ma questa corrente, scorrendo attraverso L_2 e L_3, da luogo ad una caduta di tensione che è sfasata di 90° rispetto alla corrente.

Dovendo essere, da quanto abbiamo detto E_2 ed E_3 di valore uguale ma sfasate di 180°, cioè opposte di fase, ne deriva che si ottiene una configurazione vettoriale uguale a quella indicata in figura 9 a.

Se osserviamo singolarmente il circuito dei diodi vediamo che in ciascuno di essi agiscono due generatori in serie, rispettivamente $E_1 + E_2$ ed $E_1 + E_3$, come è messo in evidenza dalla figura 10.

Di conseguenza ai capi di R_1 e R_2 avremo delle tensioni continue che saranno proporzionali ad $E_1 + E_2$ ed $E_1 + E_3$ e di polarità opposte. Dalla figura 9 a possiamo vedere che, sempre in considerazione della supposta condizione di risonanza, $E_1 + E_2$ è uguale a $E_1 + E_3$, (cioè la somma vettoriale) e che in queste condizioni nel punto A di uscita del segnale rivelato non è presente alcuna tensione.

Nel caso in cui la frequenza cambi ed il circuito venga cioè a trovarsi fuori risonanza, la tensione E ai capi del secondario sarà ancora a 180° rispetto alla tensione E_1, ma la corrispondente corrente I, non essendo il circuito in risonanza, sarà sfasata rispetto ad E di un angolo proporzionale alla impedenza che presenta il circuito.

Questa corrente scorrendo in L_2 ed L_3 darà luogo ancora a due cadute di tensione E_2 ed E_3 uguali e sfasate di 180° fra loro e a 90° rispetto alla corrente I.

La configurazione in questo caso diverrà quella rappresentata in figura 9b dove si è supposto che fra E ed I sussista uno sfasamento di 35°.

E' chiaro che in tali condizioni $E_1 + E_2$ ed $E_1 + E_3$ abbiano valori differenti, di conseguenza nel punto A di figura 10 cioè ai capi dei resistori $R_1 + R_2$ si troverà una tensione proporzionale alla differenza tra $E_1 + E_2$ ed $E_1 + E_3$. La stessa cosa si avrebbe naturalmente se la variazione di frequenza fosse avvenuta in senso opposto, cioè in modo da far ruotare la fase della corrente I rispetto a E in senso opposto come è mostrato in figura 9 c. Infatti se nell'esempio precedente la tensione di uscita fosse stata negativa in questo caso sarebbe positiva.

Detto quanto sopra è semplice comprendere il funzionamento del circuito nel suo insieme. I due gruppi $R_2 — C_5$ ed $R_1 — C_4$ agiscono esattamente come i gruppi RC di rivelazione usati nei circuiti rivelatori a modulazione di ampiezza. Le due tensioni rivelate sono funzione del valore istantaneo della frequenza, cioè della sua variazione nel tempo.

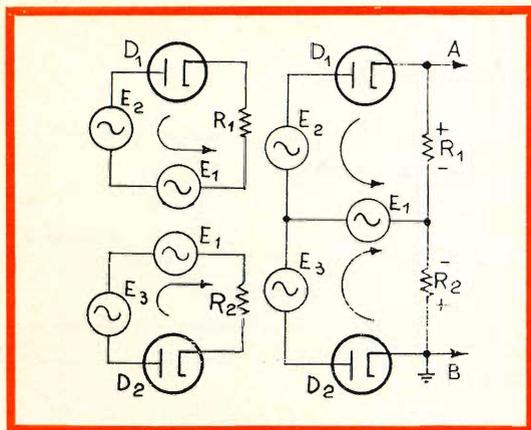



Fig. 10 - Distribuzione delle tensioni in un circuito rivelatore FM.

La tensione di bassa frequenza risulta dalla differenza di queste due tensioni, cioè è proporzionale ai valori istantanei di $E_1 + E_2$ ed $E_1 + E_3$. Dopo la correzione effettuata dal gruppo di de-emphasis costituito dal resistore R_3 e dal condensatore C_6 la tensione di bassa frequenza verrà amplificata nel modo consueto.

Il discriminatore di fase in genere viene realizzato come è illustrato nel circuito pubblicato nella puntata precedente.

Nel circuito suddetto è stata eliminata l'induttanza L la cui costruzione presenta delle difficoltà, dato che essa richieda una reattanza elevata abbinata a dei bassi parametri parassiti. Al suo posto è stato impiegato il resistore R_1.

Le due capacità di rivelazione, come si può osservare dalla figura stessa, sono state riunite in una sola senza che ciò comprometta le prestazioni del circuito: infatti la sua curva caratteristica è del tutto simile a quella illustrata in figura 7.

Nella prossima puntata parleremo del rivelatore a rapporto.

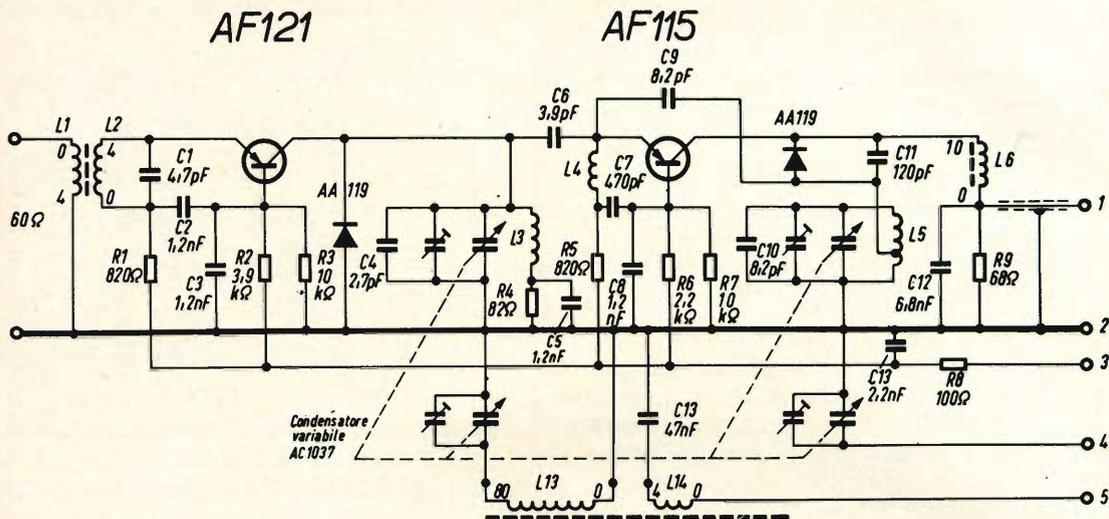



Fig. 11 - Sezione a radiofrequenza FM di un ricevitore per AM/FM.

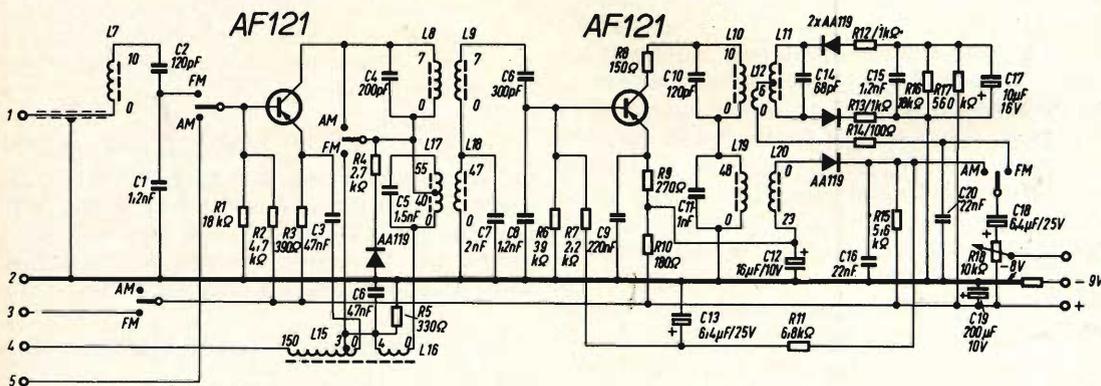
BREVE ANALISI DI UN RICEVITORE PER FM A TRANSISTORI

In queste note dedicate in parte ai controlli ed alle misure dei ricevitori per FM di nuova costruzione, esamineremo in seguito anche il procedimento da seguire per la messa a punto dei singoli stadi mediante i vari tipi di strumenti, siano essi oscillatori per AM o oscillografi. Adesso riteniamo invece opportuno illustrare brevemente le caratteristiche di un ricevitore AM-EM intrattenendoci brevemente sulla sezione FM.

In figura 11 è rappresentato lo schema del circuito ad alta frequenza di un ricevitore del genere adatto a ricevere la gamma fra 87,5 e 108 MHz. Il circuito consiste in un amplificatore ad alta frequenza AF121 che permette di ottenere un buon rapporto fra segnale e disturbo ed un maggiore guadagno. In questo caso la corrente di collettore è di 2 mA e rappresenta il migliore compromesso fra rumore e guadagno.

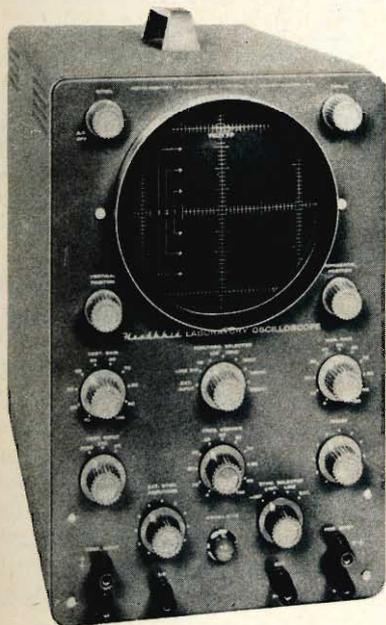
Il trasformatore d'ingresso, del tipo asimmetrico con impedenza a 60 Ω è stato realizzato in modo da presentare, verso l'emettitore, una suscettanza induttiva di — 6 mS che contribuisce a migliorare il rapporto segnale/disturbo.

Il transistore AF115 ha la funzione di convertitore con oscillatore con base co-

Fig. 12 - Sezione di media frequenza di un ricevitore AM/FM.

UNA COMPAGNIA DEL GRUPPO
SCHLUMBERGER

MILLIVOLTOHMETRO TRANSISTORIZZATO: IM-16

8 portate in CC: da 0,5 a 1500 V
Impedenza d'ingresso: 11 MΩ
Precisione: ± 3 %
8 portate in CA: da 0,5 a 1500 V
Precisione: ± 5 %
7 portate ohmetriche:
10 Ω centro scala da x1 a x1M
Alimentazione a batterie e da rete

Lit. 48.500 in kit.

OSCILLOSCOPIO: 0-12E

Banda passante: da 3 Hz a 4 MHz ± 3 dB
Sensibilità: 30 mV/cm p.p.
Impedenza d'ingresso: 2,7 MΩ a bassa capacità
Tempo di salita: 0,08 μ sec.
Base dei tempi: da 10 Hz a 500 KHz in 5 portate
Sincronizzazione: automatica, positiva o negativa
Amplificatore orizzontale
Banda passante: da 1 Hz a 400 KHz ±3dB
Sensibilità: 350 mV/cm
Impedenza d'ingresso: 30 MΩ/31 pF
Calibratore incorporato
Modulazione di intensità
Alimentazione: 220/110 V - 50 Hz

Lit. 74.000 in kit.

Tutti gli strumenti sono venduti
in scatola di montaggio o montati

Chiedeteci il catalogo della produzione

per Strumentazione
Alta Fedeltà
Radio Amatori

SCHLUMBERGER ITALIANA S.p.A. C.P. 6130 00195 ROMA

Nome e cognome ....

Via ....

Città .... c.a.p. ....

Vogliate inviarmi il nuovo catalogo Heathkit 1970.

S 5 - 4

mune e mescolatore con emettitore comune. La corrente di collettore in questo caso è di 1,4 mA.

A titolo indicativo diciamo che la tensione oscillante, misurata sull'emettitore è, in questo caso, di 150/170 mV con alimentazione a 8 V, mentre scende a 70/90 mV con alimentazione a 5,5 V.

Da notare che fra il sintonizzatore ad alta frequenza e l'amplificatore di media frequenza l'accoppiamento è stato effettuato tramite un filtro di banda il cui primario fa parte del sintonizzatore (L6) mentre il secondario (L7, figura 12), fa parte del circuito di media frequenza.

I due diodi AA119 che sono disposti su entrambi i collettori hanno la funzione di limitatori per i segnali che superino, in antenna, i 500 μV.

La figura 12 si riferisce al circuito di media frequenza AM/FM. Per quanto concerne la sezione FM il secondario del primo filtro di banda è accoppiato al primario mediante un accoppiamento del tipo capacitativo per corrente. Nel circuito sono stati impiegati due transistori AF121 i quali consentono di ridurre gli stadi di amplificazione da tre, come si usava normalmente, a due soltanto pur mantenendo inalterato tanto il guadagno quanto la selettività ciò per il fatto che il transistor AF121 avendo una capacità di collettore molto bassa permette di ottenere, a parità di fattore di stabilità, un maggiore guadagno ad esempio del transistor AF116 inoltre i valori relativamente bassi delle conduttanze d'ingresso e di uscita permettono di ottenere dei fattori di merito tali da ottenere la selettività richiesta con una banda sufficientemente ampia.

Il secondo transistor ha una resistenza di basso valore sul circuito di collettore allo scopo di evitare fenomeni di autooscillazione che potrebbero formarsi in relazione alla elevata amplificazione dello stadio. L'adattamento delle basi, sia in AM che in FM, è stato ottenuto mediante dei partitori capacitivi per semplificare la costruzione delle bobine.

E' importante mettere in evidenza che il rivelatore a rapporto usato è del tipo asimettrico. Ciò consente di ottenere una uscita a bassa impedenza e quindi un migliore adattamento con l'impedenza di ingresso dell'amplificatore di bassa frequenza che è dell'ordine di 3/4 kΩ.

Due resistenze in serie ai diodi ne rendono più simmetrica la caratteristica e contribuiscono a migliorare la reiezione alla AM. Inoltre i diodi sono polarizzati nel senso della conduzione ($+I_d$- 5 μA) allo scopo di mantenere costante la larghezza di banda e di migliorare la reiezione a bassi livelli del segnale.

Riteniamo con questa breve parentesi di aver soddisfatto quei lettori che ci avevano scritto per avere qualche chiarimento circa i circuiti RF/MF dei ricevitori FM a transistori.

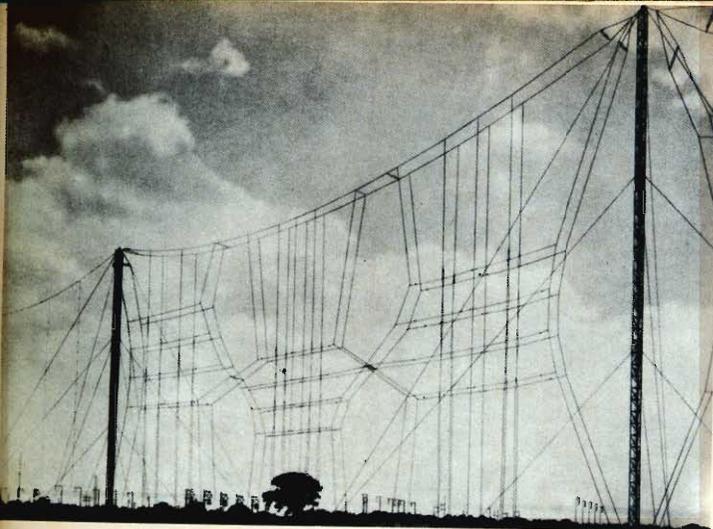
Due grosse iniziative stanno per essere intraprese, in Inghilterra, allo scopo di potenziare la diffusione dei nastri preregistrati, dalla Ampex Stereo e dalla King Stereo.

La Ampex ha preso accordi con alcune importanti industrie di lubrificanti per vendere i nastri nei garage antistanti le fabbriche. La King Stereo, invece, ha precisato che installerà, in parecchie stazioni di rifornimento, la prima « libreria » di nastri preregistrati di tutta l'Inghilterra.

La prima iniziativa sarà protesa non esclusivamente ma soprattutto verso la cartuccia, che, secondo la Ampex, sta attualmente riscuotendo maggior successo nell'impiego su automobili che non la cassetta.

La Ampex ha anche precisato che le cartucce saranno dapprima esposte nei garage, e in seguito verranno distribuite da apposite macchinette automatiche già di largo uso negli U.S.A.

La King presenterà, invece, una speciale confezione contenente un mangianastri e due cartucce, venduta al pubblico al prezzo di lire 60.000. Chi acquisterà questo pacco diverrà automaticamente membro della « libreria » e potrà sostituire i suoi nastri con altri nuovi, pagando una differenza di 1.100 lire.

Ciò nonostante, Martin Yale, direttore generale della Ampex, ha così commentato l'iniziativa della casa concorrente: « Sono convinto che, pur essendo una buona trovata, questa 'libreria' non potrà influire negativamente sulla vendita delle nostre cartucce ».

RADIO
DIFFUSIONE

LA RICEZIONE DELLE STAZIONI RADIOFONICHE

di P. Soati

In Italia gli abbonati alle radioaudizioni superano attualmente i dodici milioni ed è quindi spiegabile come fra di essi ve ne sia un buon numero che ha un particolare interesse a ricevere dei programmi esteri, e di conseguenza delle emittenti più o meno lontane, sia per ragioni di studio delle lingue sia per altri motivi. Fra questi dobbiamo annoverare gli amatori del **DX** radiofonico dei quali abbiamo già avuto occasione di parlare.

Pensiamo dunque che sia utile, anche in considerazione dei quesiti che frequentemente ci pervengono su questo argomento, dedicare qualche puntata di questa rubrica all'approfondimento di alcuni problemi, come la scelta dei ricevitori, delle antenne, ed altri similari, sempre strettamente attinenti alla tecnica della ricezione radiofonica alla quale abbiamo già dedicato una lunga serie di articoli pubblicati nei numeri 7, 8, 10, 11 dell'anno 1968 e 12/1969 di SELEZIONE DI TECNICA RADIO TV.

SCELTA DEL RICEVITORE

La scelta del ricevitore radiofonico dovrà essere fatta in funzione delle stazioni che si desiderano ricevere e della loro distanza rispetto alla località di trasmissione, del luogo nel quale dovrà essere installato e naturalmente delle possibilità finanziarie.

È il caso di precisare che finalmente le organizzazioni commerciali delle grandi industrie italiane si sono rese conto che oltre ai radioricevitori di produzione normale occorreva mettere sul mercato anche degli apparecchi adatti alla ricezione delle stazioni di radiodiffusione ad onda lunga, media, corta e a modulazione di frequenza, che avessero delle caratteristiche tecniche superiori alla media e che pur non avendo il costo degli apparecchi professionali consentissero una buona ricezione delle emittenti lontane a coloro che ne erano interessati.

Fra gli apparecchi di questo genere possiamo citare il ricevitore della **SONY**

Fig. 1 - Ricevitore a transistor 5F-94L Sony (G.B.C.) di notevole sensibilità per onde lunghe, medie, corte (5,9-12 MHz) e FM 10 transistori più 5 diodi.

CRF230 - WORLD ZONE; reperibile attualmente anche in Italia grazie all'**organizzazione G.B.C.**, il quale dispone di ben 23 gamme, la cui descrizione è stata pubblicata sul n° 3-1970 della rivista, e verso il quale si orienteranno certamente le scelte degli amatori del DX radiofonico, quelle dei radioamatori e di tutti coloro che, come dicevamo innanzi, hanno la necessità di ricevere delle stazioni radiofoniche (ed in questo caso anche stazioni di radioamatore) a grande e media distanza.

È ovvio che in questo caso si dovrà riservare all'impianto di antenna una particolare cura, ma di ciò avremo occasione di parlare prossimamente. L'ascoltatore medio che desidera ricevere in ottime condizioni le emissioni nazionali e le principali estere dovrà invece effettuare la scelta del ricevitore anche in funzione dell'ambiente in cui esso dovrà essere installato (figura 1).

È evidente che un salotto od una sala da pranzo non sono indicati per collocarvi un apparecchio di tipo professionale, o semi-professionale. In esse potrà trovar posto, ad esempio, un complesso ad alta fedeltà che sia comprensivo di un buon ricevitore in grado di ricevere tutte le gamme di radiodiffusione siano esse ad onde lunghe o medie e corte sia a modulazione di frequenza.

Questo genere di ricevitori, se sono collegati ad una buona antenna, in linea di massima consentono delle buone ricezioni delle stazioni lontane con risultati che possono definirsi ottimi.

Attualmente si sono rapidamente diffusi i ricevitori a transistori con alimentazione mista (con pile e mediante la rete elettrica) che oltre ad avere il notevole vantaggio di essere facilmente trasportabili da un locale all'altro possono essere inseriti direttamente sulla rete elettrica quando le pile si siano scaricate.

Dobbiamo dire che fra questi ultimi apparecchi se ne annoverano molti che hanno delle eccezionali caratteristiche di sensibilità e di selettività abbinate ad un ot-

tima qualità di riproduzione. Inoltre essi, in relazione alla loro gradevole linea costruttiva, hanno il notevole vantaggio di poter essere collocati in qualsiasi locale o ambiente.

GAMME DI RADIODIFFUSIONE

In primo luogo premettiamo che le gamme di frequenza riconosciute internazionali sono le seguenti:

gamme di frequenza	suddivisione metrica	abbreviazioni	gamme di lunghezza d'onda
3 a 30 kHz	onde miriametriche	VLF	100.000 a 10.000 m
30 a 300 kHz	onde chilometriche	LF	10.000 a 1.000 m
300 a 3000 kHz	onde ettometriche	MF	1.000 a 100 m
3 a 30 kHz	onde decametriche	HF	100 a 10 m
30 a 300 kHz	onde metriche	VHF	10 a 1 m
300 a 3000 kHz	onde decimetriche	UHF	1 a 0,1 m
3 a 30 GHz	onde centimetriche	SHF	0,1 a 0,01 m
30 a 300 GHz	onde millimetriche	EHF	0,01 a 0,001 m
300 a 3000 GHz	onde decimillimetriche	—	0,001 a 0,0001 m

Nella suddetta tabella 1 kHz è uguale a 1.000 Hz, 1 MHz è uguale a 1.000 kHz e 1 GHz è uguale a 1.000 MHz (figura 2 e 3).

La scelta del ricevitore dovrà essere fatta anche in relazione alle gamme di radiodiffusione che si desiderano ricevere e che come abbiamo detto sono quelle delle onde lunghe, medie e corte per la modulazione di ampiezza e delle onde metriche per la modulazione di frequenza.

A questo proposito riteniamo sia utile riepilogare brevemente il comportamento delle onde em caratteristiche delle suddette gamme nei confronti della propagazione a distanza e che abbiamo già trattato a lungo negli anni scorsi.

Le onde lunghe, cioè le onde chilometriche, sono poco usate per i servizi di radiodiffusione al di fuori dell'Europa.

In Europa e nell'Asia del Nord il numero dei trasmettitori in questa gamma non è troppo abbondante ed in genere è limitato ad uno o due per nazione, esclusa l'Italia che, a torto, è la grande assente in una gamma la cui particolarità è quella di consentire una buona ricezione a distanza anche nelle ore diurne.

Infatti con dei ricevitori di tipo portatile una ricezione soddisfacente è ancora possibile, tanto di giorno quanto di sera o di notte, a delle distanze superiori ai 300 km che possono estendersi oltre i 1.000 km qualora si faccia uso di una buona antenna esterna; ciò naturalmente in assenza di disturbi.

Le stazioni ad onda lunga sono molto adatte per essere ricevute a bordo dei mezzi mobili pur essendo notevolmente soggette ai disturbi atmosferici estivi, ai parassiti generati dalle macchine elettriche e a quelli dovuti all'oscillatore di riga dei televisori che si trovino nelle vicinanze del televisore.

La gamma delle onde medie è invece utilizzata per la radiodiffusione in tutto il mondo e prima che si verificasse l'attuale sviluppo delle emittenti a modulazione di frequenza sulle onde metriche, le stazioni di questa gamma erano destinate all'emissione dei programmi nazionali e locali mentre solo un limitato numero di stazioni aveva una potenza tale da essere considerato di carattere internazionale. Attualmente queste caratteristiche si sono alquanto attenuate in considerazione della continua rincorsa all'aumento di potenza di modo che quasi la totalità dei trasmettitori esistenti nella

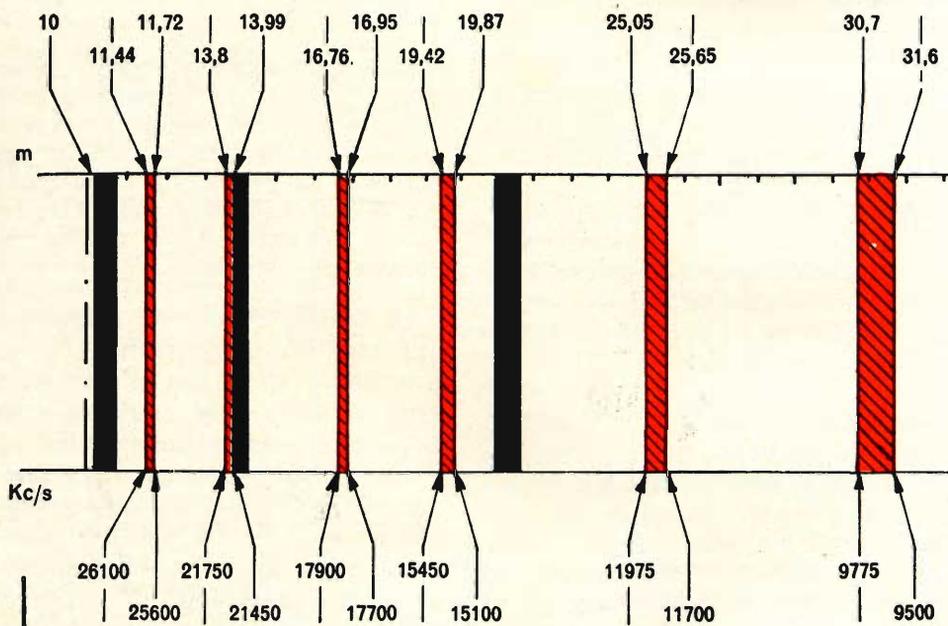
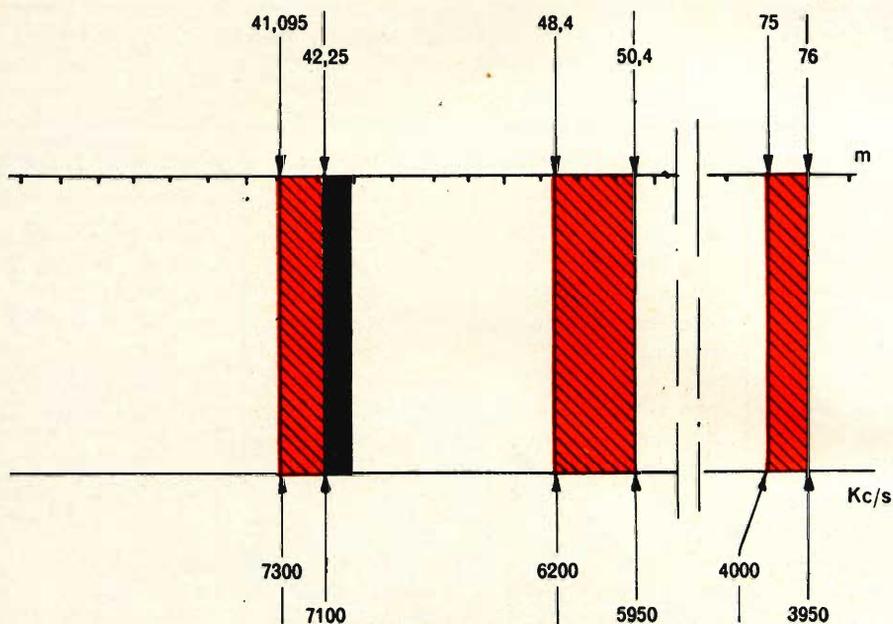



Fig. 2 - Suddivisione delle gamme di radiodiffusione nelle onde corte (in rosso). In nero sono indicate le gamme assegnate ai radioamatori.

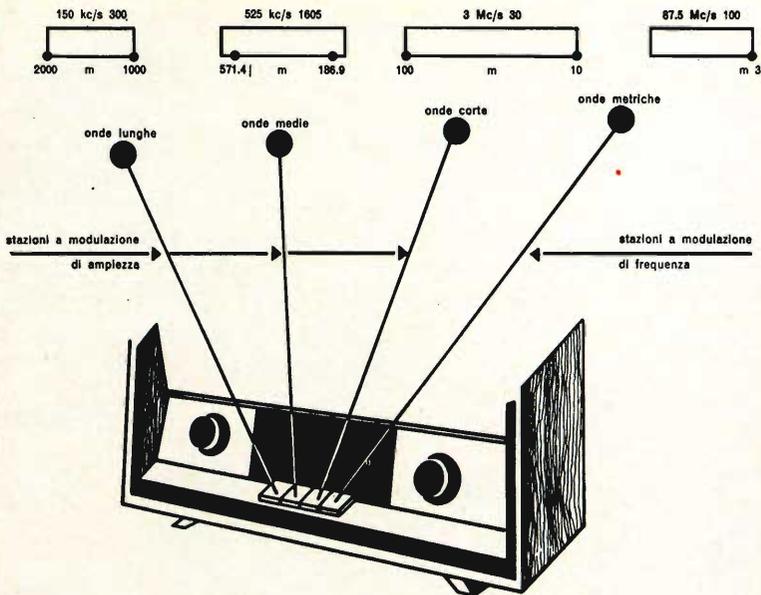



Fig. 3 - Gamme d'onda in un moderno radioricevitore radiofonico di caratteristiche medie.

gamma delle onde medie può essere considerata adatta a trasmettere programmi destinati tanto all'interno della nazione che li genera quanto all'esterno. Inoltre il numero dei trasmettitori è in continuo aumento e ciò ha la conseguenza di creare, specialmente nelle ore serali, quel caos che tutti i radio ascoltatori lamentano (figure 4a, 4b).

Questo increscioso stato di cose potrà essere se non evitato almeno attenuato convocando una conferenza internazionale fra gli enti internazionali interessati alla radiodiffusione. Da questa conferenza dovrebbe uscire un nuovo piano di distribuzione delle frequenze redatto con dei criteri più pratici ed intelligenti del precedente.

Nella gamma delle onde medie le stazioni di grande potenza possono essere ricevute nelle ore diurne, con ricevitori aventi antenna incorporata, fino ad una distanza dell'ordine di 150 km e di circa 300 km con antenne esterne. Di notte la portata aumenta considerevolmente e può superare i 1.000 km.

Per percorsi serali e per stazioni di notevole potenza, come quelle sovietiche e cinesi la portata può superare anche i 7.000 km anche in condizioni non ideali di propagazione. Durante la notte le stazioni nord americane e sud americane di una certa potenza sono pure ricevibili a grande distanza, ad esempio in Italia.

Naturalmente queste ultime emissioni in genere sono soggette a dei periodi di evanescenza piuttosto lunghi e profondi.

La situazione circa le interferenze reciproche fra trasmettitori dello stesso canale alla quale abbiamo fatto riferimento, spiega quel fenomeno che rimane alquanto oscuro a molti nostri lettori i quali frequentemente ci chiedono perché mai il loro ricevitore consenta durante il giorno la ricezione delle stazioni locali, o quasi locali, in ottime condizioni, senza l'impiego di antenna esterna, mentre in serata la ricezione sia praticamente impossibile a causa dei numerosi fischi di interferenza.

È evidente che la portata ridotta delle stazioni ad onda media nelle ore diurne eviti il pericolo delle interferenze che si manifestano invece nelle ore notturne quando la portata aumenta considerevolmente. A questo proposito ed anche per non ripeterci consigliamo i lettori di leggere gli articoli sulla propagazione delle onde elettromagnetiche pubblicati sui numeri 7, 8 e 11 dell'anno 1964 e 3 del 1965 di questa stessa rivista.

Anche le gamme delle onde medie risentono notevolmente dei disturbi atmosferici propri della stagione estiva, specialmente nelle zone meridionali e quelle tropicali, e di quelli provocati dai parassiti di natura elettrica.

Parecchie sono invece le gamme destinate ai servizi radiofonici nelle onde corte.

Nelle regioni tropicali molte emittenti trasmettono nelle gamme dei 125, 90, 75 e 60 metri che consentono la copertura di un territorio molto più vasto di quello che sarebbe possibile coprire utilizzando la gamma delle onde medie anche con trasmettitori di maggiore potenza. L'unico inconveniente è rappresentato da qualche fenomeno di evanescenza che in par-

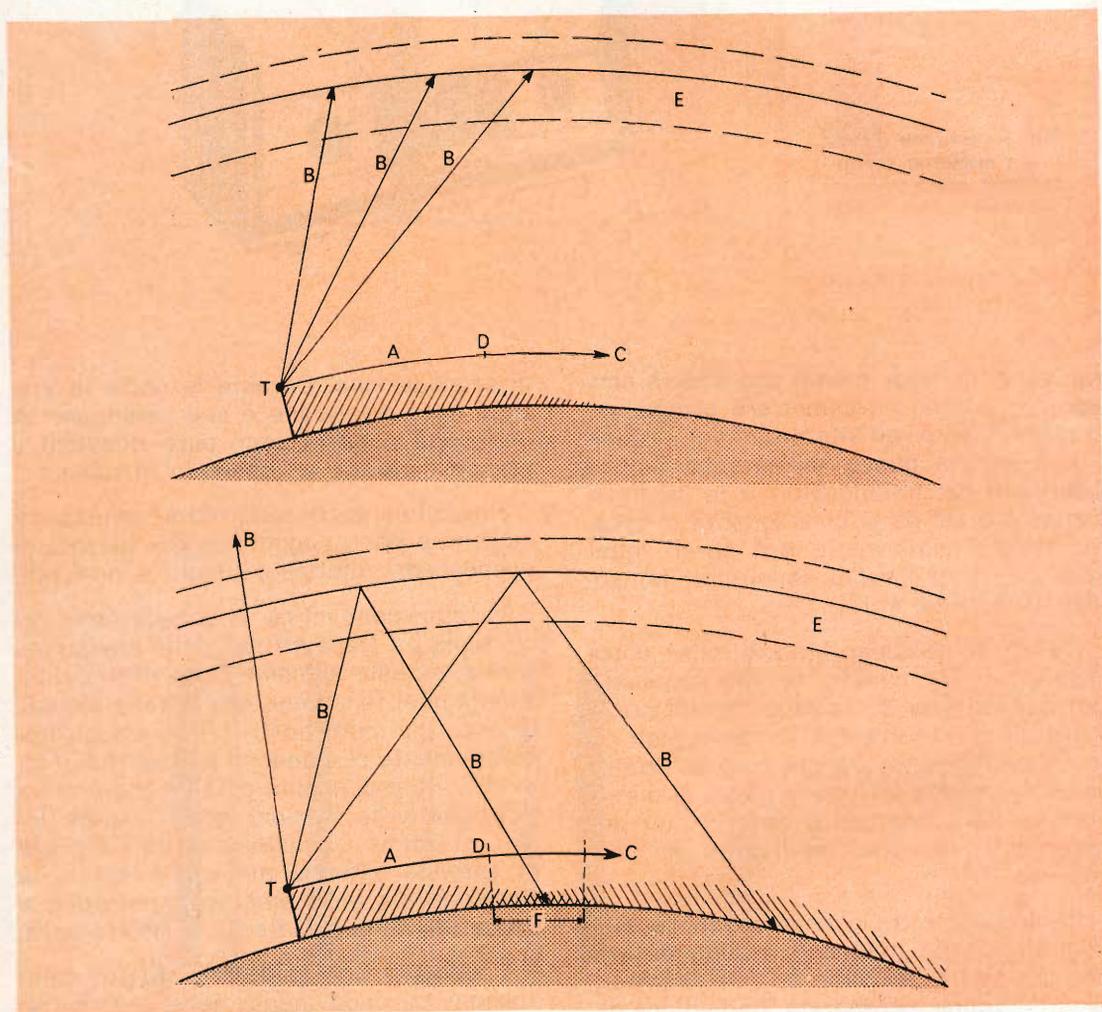



Fig. 4 a - Propagazione delle onde medie durante le ore diurne.
Fig. 4 b - Propagazione delle onde medie durante le ore serali e notturne. - A = onde di superficie B = onde di spazio C = limite della zona diurna di servizio diurno D = limite della zona di servizio continuo (di giorno e di notte) E = strato ionizzato all'altezza di 100 km circa F = zona di evanescenza notturna T = trasmettitore. Le linee oblique indicano l'intensità di ricezione nei punti considerati.

TELECOMUNICAZIONI
AUSO
SIEMENS
SOCIETÀ ITALIANA TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS s.p.a.
RICEVITORE PER FILODIFFUSIONE
ELA 43 - 16

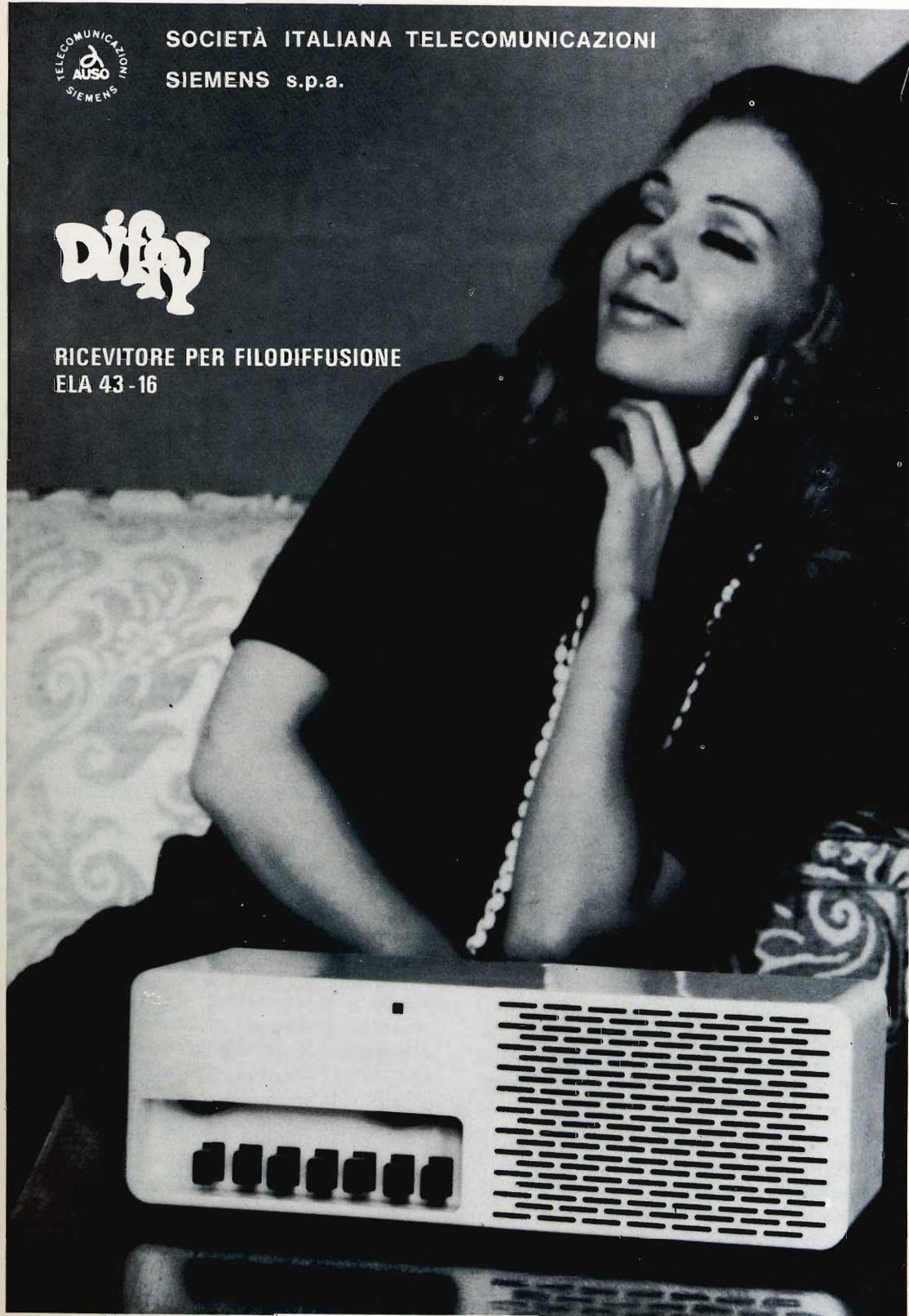
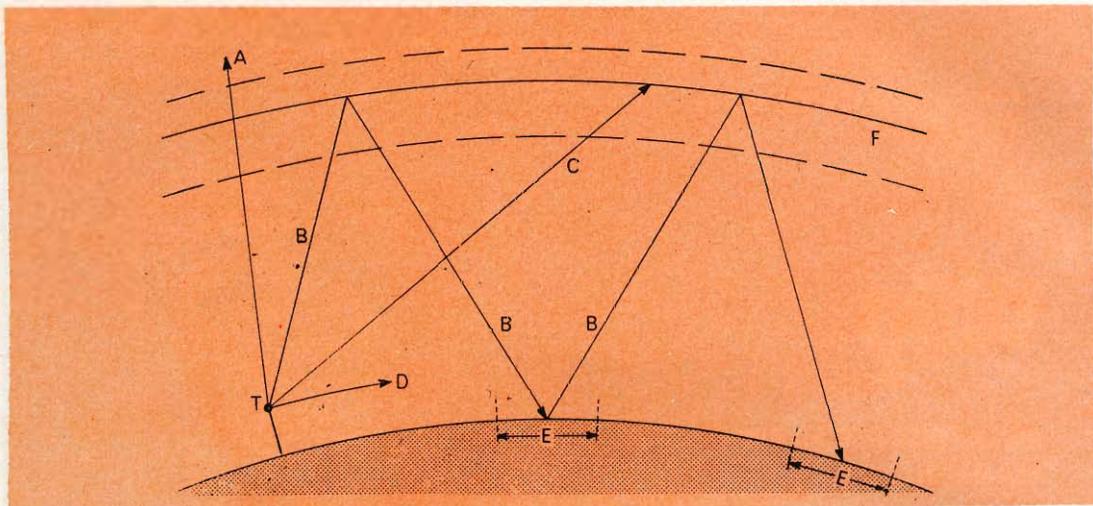



Fig. 5 - Propagazione delle onde decametriche (onde corte) tramite riflessioni multiple. A = onda di spazio di frequenza troppo alta che attraversa gli strati ionizzati. B = onda di spazio la cui frequenza e con angolo di elevazione che consente la ricezione a distanza. C = onda di spazio la cui frequenza oppure l'angolo di elevazione sono troppo bassi è assorbita dagli strati ionizzati. D = onda di superficie (diretta) di portata limitata. E = zone di ricezione. F = strati di ionizzazione tra 100 e 500 km di altezza. T = trasmettitore.

te è ricompensato da una minore sensibilità all'azione dei disturbi atmosferici, specialmente per quanto concerne le lunghezze d'onda più corte.

In Europa, ed anche in altri continenti, le gamme dei 49 e dei 41 m sono impiegate frequentemente per irradiare in relé i programmi trasmessi sulle onde medie; ciò ha la conseguenza pratica di estendere la zona coperta ad un raggio compreso fra i 400 ed i 1500 km, tanto di giorno quanto di sera o di notte.

Le gamme dei 31, 25, 19, 13 e 11 m sono invece utilizzate per consentire la ricezione a grande distanza: talune gamme sono da usare prevalentemente nelle ore di oscurità, altre durante il giorno, (figura 5).

In questo caso i trasmettitori fanno capo a delle antenne direttive allo scopo di permettere la copertura a distanza di determinate località, come ad esempio il Sud America, oppure l'Australia, l'Oceania ecc. Circa i vari fenomeni che in relazione alle loro caratteristiche di propagazione sono soggette le onde corte e per cui ciascuna gamma presenta un andamento del tutto diverso dalle altre gamme, rimandiamo i lettori agli articoli ai quali abbiamo accennato più sopra.

Le onde metriche in relazione alla loro portata ridotta, che in pratica, salvo casi e sistemi di trasmissione del tutto particolari, può essere considerata pari alla portata ottica, sono attualmente utilizzate in radiodiffusione per irradiare i programmi nazionali, locali ed i futuri regionali. Esse naturalmente non presentano interesse alcuno per coloro che desiderano ricevere le emissioni a grande e media distanza, mentre l'ascolto delle stazioni che lavorano in tali gamme è consigliabile ai cultori dell'alta fedeltà.

La portata dei trasmettitori di sensibile potenza, in questa gamma, può essere ritenuta compresa fra i 50 ed i 150 km a seconda dell'altezza delle antenne, quella trasmittente e quella ricevente. Essa invece è molto minore per i trasmettitori di debole potenza e per i ripetitori il cui compito è quello di consentire la ricezione in quelle località che risultano scher-

LIMITI DELLE GAMME DI FREQUENZA PER LA RADIODIFFUSIONE

Tipo di onde	Europa occidentale	Europa orientale e URSS	Giappone	Altre zone
Onde metriche modulazione di frequenza	87,5- 100 MHz 87,5- 104 MHz	65,5-73 MHz	75,4-90 MHz	88-108 MHz
Onde chilometriche (onde lunghe)	150- 285 kHz 2000-1053 m	non usate		
Onde ettometriche (onde medie)	525-1605 kHz 571- 187 m			
Onde decametriche (onde corte)	3,9 - 4,0; 5,95 - 6,2; 7,1 - 7,3; 9,5 - 9,775 MHz 11,7 - 11,975; 15,1 - 15,45; 17,7 - 17,9 MHz 21,45 - 21,75; -25,6 - 26,1 MHz			

mate rispetto ai trasmettitori principali. Naturalmente in questo caso non è presa in considerazione la propagazione sporadica; un argomento che abbiamo già trattato a suo tempo e che esula dai compiti che ci siamo prefissi.

CARATTERISTICHE DI UN RICEVITORE RADIOFONICO

Un buon ricevitore radiofonico, specialmente se dovrà essere impiegato anche per la ricezione delle onde corte deve essere in grado di ricevere anche le emittenti più deboli e pertanto dovrà avere una buona sensibilità anche sulle frequenze più elevate, cosa questa non sempre facile ad ottenersi nei ricevitori non professionali, unitamente ad una buona selettività, che nei ricevitori di maggior pregio dovrebbe essere regolabile.

A questo proposito va detto che i ricevitori moderni, adatti alla ricezione delle emittenti lontane, dispongono di uno o due stadi ad alta frequenza che oltre a consentire un aumento della loro sensibilità permette ai costruttori di ottenere una maggiore selettività tanto dai circuiti di alta frequenza quanto in quelli di media frequenza, nei quali ultimi si può tenere conto del maggior guadagno ottenuto al fine di migliorare le loro caratteristiche selettive.

Molta importanza ha anche il dispositivo di sintonia che deve essere costruito in modo tale da consentire l'accordo sulle stazioni ricercate con sicurezza, fatto questo di grande importanza nella ricezione delle stazioni ad onda corta.

Per controllare questo dispositivo, di qualsiasi tipo esso sia, è necessario sintonizzare il ricevitore su una stazione nota, quindi si sposterà la sintonia stessa prima in un senso e poi nell'altro, naturalmente per un buon tratto di scala. Ad ogni ritorno sulla sintonia esatta della stazione l'indice dovrebbe trovarsi della stessa posizione di partenza. Differenze notevoli denunciano un eccessivo gioco dei relativi organi di comando.

Nella scelta del ricevitore si deve altresì tenere presente che tanto maggiore è il numero delle gamme che è possibile selezionare mediante il commutatore di gamma e tanto maggiore è la facilità della sintonia. Per coloro che non fossero in grado di procurarsi i numeri arretrati nei quali abbiamo trattato la radiopropagazione delle onde em, nelle figure 4 a e 4 b illustriamo il meccanismo della propagazione delle onde medie tanto di giorno quanto di notte mentre la figura 5 si riferisce alla propagazione, mediante riflessioni multiple, delle onde corte.

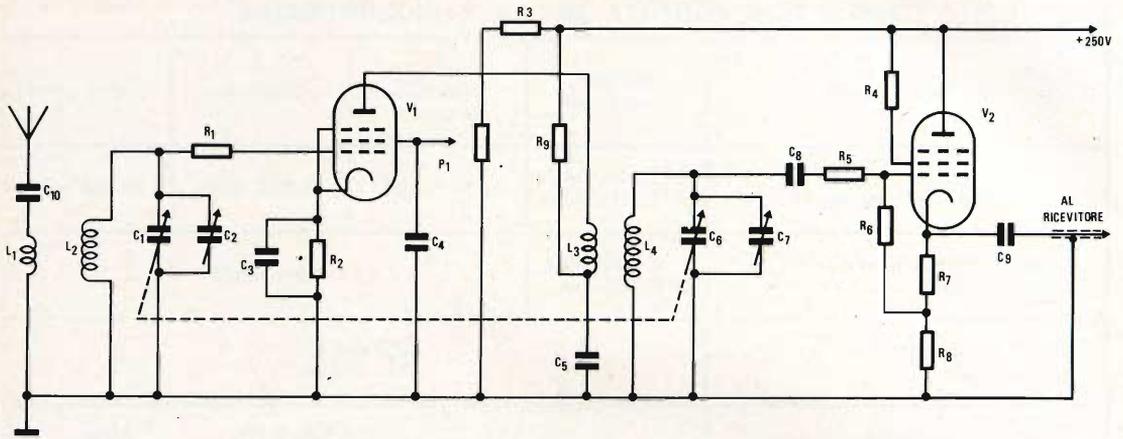



Fig. 6 - Schema elettrico di un preamplificatore, adatto per le bande radiofoniche comprese fra i 9 ed i 26 MHz.

Dalle suddette figure si può osservare che nelle onde medie il raggio diretto si propaga lungo la superficie terrestre attenuandosi gradualmente. Esso segue quindi la curvatura della terra avvolgendone i relativi ostacoli. La lunghezza del percorso effettuato dal raggio diretto dipende dalla potenza della stazione e dalla natura del terreno attraversato. I raggi indiretti compaiono soltanto nelle ore serali e notturne ed hanno una intensità che, grosso modo, può essere paragonata a quella del raggio diretto e che si attenua con la distanza in funzione della potenza del trasmettitore e di altri fattori che non è il caso di prendere in considerazione.

Nelle onde corte e cortissime il raggio diretto invece si attenua rapidamente di modo che le stazioni di queste gamme non sono adatte a servire le zone circostanti il trasmettitore. I raggi indiretti dopo aver subìto una o più riflessioni possono invece essere ricevute a grande distanza dal trasmettitore.

CIRCUITO PRESELETTORE PER RICEVITORI AD ONDE CORTE

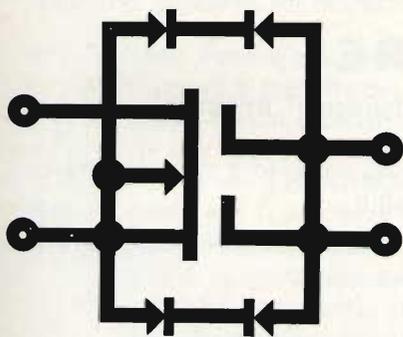
Talvolta può capitare di possedere un ottimo ricevitore per onde medie la cui sensibilità sia piuttosto scarsa per quanto concerne la ricezione delle stazioni radiofoniche della banda delle onde corte.

È il caso più comune dei ricevitori che non posseggono stadi amplificatori di alta frequenza o che ne posseggono uno solo. La soluzione migliore per ovviare a questo inconveniente è quella di ricorrere all'impiego di un circuito preselettore esterno che consenta di amplificare i segnali prima che essi siano inviati al circuito di antenna del ricevitore. Talvolta, quando l'antenna non risulti accordata con l'ingresso del ricevitore, può anche essere sufficiente realizzare un circuito a pi greco, del genere che abbiamo indicato a suo tempo in questa stessa rubrica, ma evidentemente un circuito preselettore-amplificatore rappresenta la soluzione migliore.

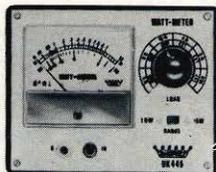
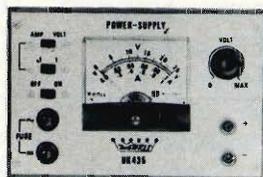
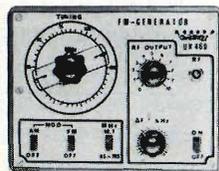
In figura 6 riportiamo lo schema elettrico di un preamplificatore nel quale sono impiegate due valvole di tipo europeo EF80 che consente di ottenere buoni risultati nelle bande radiofoniche comprese fra i 9 ed i 26 MHz.

La sua uscita sarà collegata direttamente all'ingresso di antenna del ricevitore mediante un comune cavetto coassiale.

Le bobine L_1, L_2 e L_3 e L_4, saranno realizzate nel seguente modo: su di un supporto a minima perdita, del diametro di 9 mm, si avvolgeranno 18 spire unite di

un sistema che cambia cambiano le scatole di montaggio HIGH-KIT

SIGNAL-TRACER

Se fino ad oggi avete creduto irraggiungibile la possibilità di avere a vostra disposizione dei veri, pratici e sicuri strumenti di misura, ora potete procurarveli facilmente con una spesa alla portata di tutti

GENERATORE SWEEP-TV

WATTMETRO

ALIMENTATORE STABILIZZATO

GENERATORE DI SEGNALI - FM

filo di rame smaltato avente il ∅ di 5/10. Sul lato freddo di questo avvolgimento ad una distanza non superiore ai 5 mm si avvolgeranno altre 7 spire di filo di rame smaltato del ∅ di 1/10. In qualche caso l'accoppiamento dovrà essere più stretto. Ciò si ottiene avvolgendo il secondo avvolgimento sopra il primo.

Le due bobine quella di antenna L_1 e L_2 e quella di accoppiamento L_3 e L_4 sono identiche.

Il valore dei compenti è il seguente:

C_1 = C_6 100 pF, condensatori variabili calettati sullo stesso asse

C_2 = 15 pF condensatore regolabile

C_3 = 0,01 μF 350 V poliestere

C_4 = 0,01 μF 350 V poliestere

C_5 = 0,01 μF 350 V poliestere

C_7 = 30 pF condensatore regolabile

C_8 = 250 pF 350 V ceramico

C_9 = 250 pF 350 V ceramico

C_{10} = 250 pF 350 V ceramico

R_1 = 1 kΩ 1/2 W

R_2 = 160 Ω 1/2 W

R_3 = 25 kΩ 1/2 W

R_4 = 8 kΩ 1 W

R_5 = 10 kΩ 1/2 W

R_6 = 0,1 MΩ 1/2 W

R_7 = 160 Ω 1/2 W

R_8 = 15 kΩ 1/2 W

R_9 = 8 kΩ 1 W

P_1 = 50 kΩ potenziometro

V_1 = V_2 EF80

ELECTRONIC VIDEO RECORDING

di Serafini Domenico

SERVIZIO SPECIALE

Questo servizio speciale per « SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV » introduce in Europa, per la prima volta nei singoli dettagli e con illustrazioni pratiche e teoriche, un nuovo apparato elettronico realizzato nei laboratori della Columbia Broadcasting System Inc., in New York.

Eccoci al fatto: dopo il televisore, l'alta fedeltà nei fonografi e registratori, la stereofonia via radio, dischi a quattro canali etc., arriva ciò che faceva sentire la sua mancanza nelle case: l'ELECTRONIC VIDEO RECORDING, un modo cioè di registrare i programmi televisivi per poi usarli a proprio piacere. L'apparecchio, ripeto, è stato ultimamente introdotto sul mercato dalla CBS, alcuni precedenti avutisi in Europa non hanno ottenuto successo, di questo però parleremo più dettagliatamente nelle note che seguono.

I precedenti

Nel 1964 la Nottingham Electronic Valve Company of England sviluppa un nuovo tipo di registratore, questo era capace di immagazzinare programmi TV in un nastro magnetico per poi essere di nuovo visti nello stesso TV.

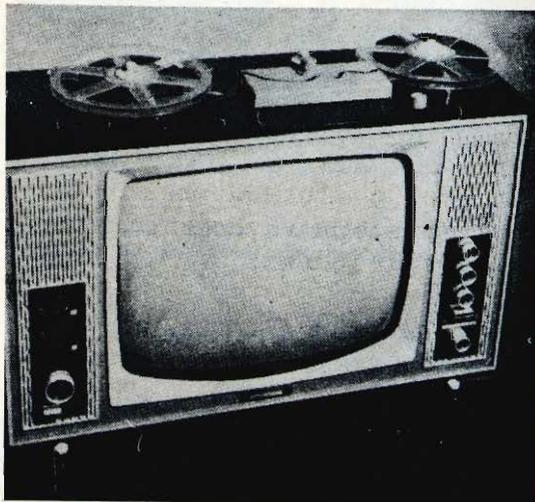



Fig. 1 - Una versione del « Telecam » elaborata dal NEVC.

In poche parole si trattava di un TV Tape Recorder, il suo costo si aggirava sulle 82.000 lire.

Il registratore veniva connettato al detector di un normale apparecchio televisivo ed azionato come qualsiasi registratore a nastro per uso domestico.

Al playback il registratore inviava i segnali immagazzinati all'uscita del detector escludendo quelli provenienti dall'antenna.

Il nastro, dello spessore di 6,4 mm, aveva una velocità impressa di 3 m/s,

Fig. 2 - Un convenzionale circuito EVR, l'apparecchio è connesso al televisore con un semplice conduttore.

l'apparecchio poteva contenere uno spettacolo in b/n di 30 minuti.

Il segnale composto, ricevuto dal registratore, veniva inviato in un sincronizzatore ed un amplificatore video.

Nel playback un amplificatore separava il segnale di sincronismo e video e quindi li inviava all'uscita del detector TV.

L'apparecchio aveva una larghezza di banda di oltre 2 mc e la risoluzione, nelle zone luminose, era migliore di quella delle zone scure.

La testina che convertiva la strutturale orientazione magnetica del nastro in un segnale elettrico composto e viceversa, costava sulle 1.200 lire ed aveva una vita di 100 ore.

L'apparecchio consegnava circa 1 W alla testina di registrazione, il segnale applicato all'uscita del video detector poteva variare da 1 a 1/2 V.

Questo particolare tape recorder non è mai stato sul mercato dopo il suo sviluppo.

Apparentemente presentava deficienze che hanno impedito il successo commerciale.

Uno dei principali motivi che ha determinato l'insuccesso di tale apparecchio era da ricercarsi nell'alto costo del nastro impiegato e nel meccanismo per il movimento delle bobine magnetiche, questo ultimo non è stato mai avvallabile.

Electronic video recording

Nella stessa maniera con cui un registratore immagazzina il suono, economi-

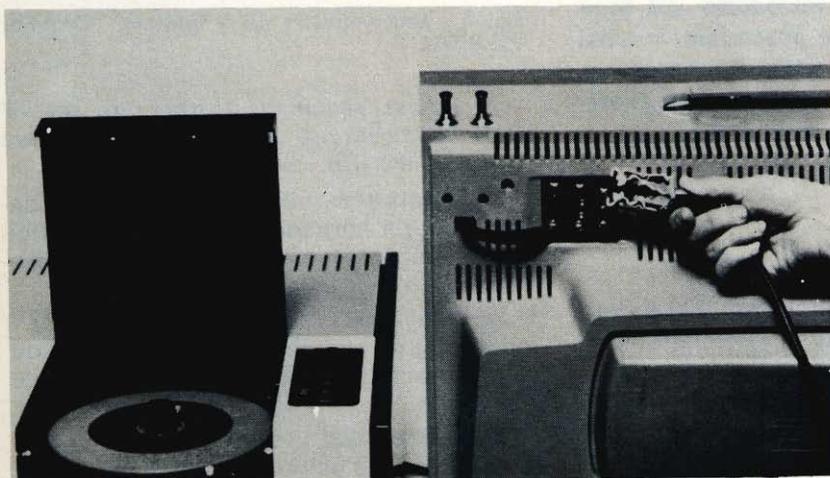



Fig. 3 - L'apparecchio EVR viene connesso ai terminali d'antenna di un normale ricevitore TV.

camente e con alta fedeltà da un disco in un normale fonografo, l'Electronic Video Recording, abbreviato EVR, immagazzina immagini e suoni per poi usarli a piacimento attraverso un comune apparecchio televisivo.

Il sistema EVR non usa nastro magnetico o dischi, impiega esclusivamente una sottilissima pellicola.

Fig. 4 - Cartuccia dell'EVR, diametro 17,78 cm, racchiude 52 min di registrazione video ed audio.

Qualsiasi immagine, sia essa registrata o ripresa in diretta, può essere immagazzinata da questo apparecchio.

In linea di principio in un sistema EVR vi sono tre elementi principali:

1) Il sottile film EVR. Questo contiene due tracce magnetiche, per il suono, parallele a due file di frame visibili.

Sebbene il film è miniaturizzato, l'immagine viene riprodotta con un rendimento maggiore di una regolare ricezione TV.

Il sottile film non ha « sprocket holes » come le normali pellicole cinematografiche, in modo da eliminare le variazioni dei cosiddetti « tearing ».

Fig. 5 - Il film EVR, dello spessore di 8,75 mm contiene due tracce audio e due tracce video Questo film di 5 cm di lunghezza, contiene informazioni 6 volte maggiori di una normale pellicola di 16 mm.

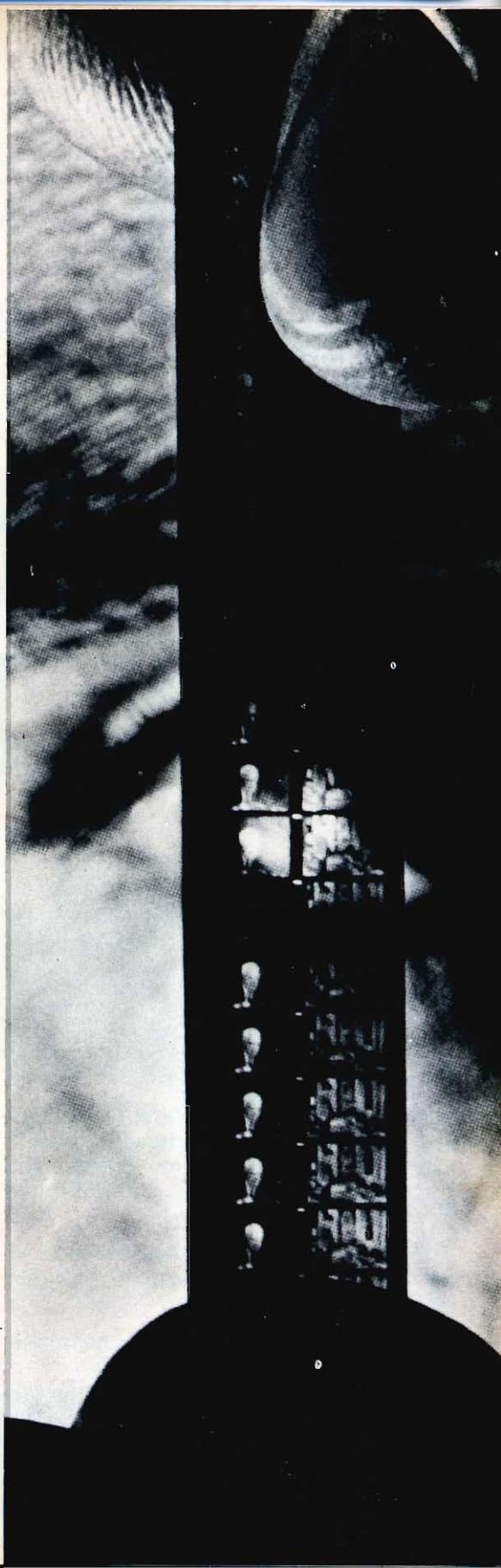
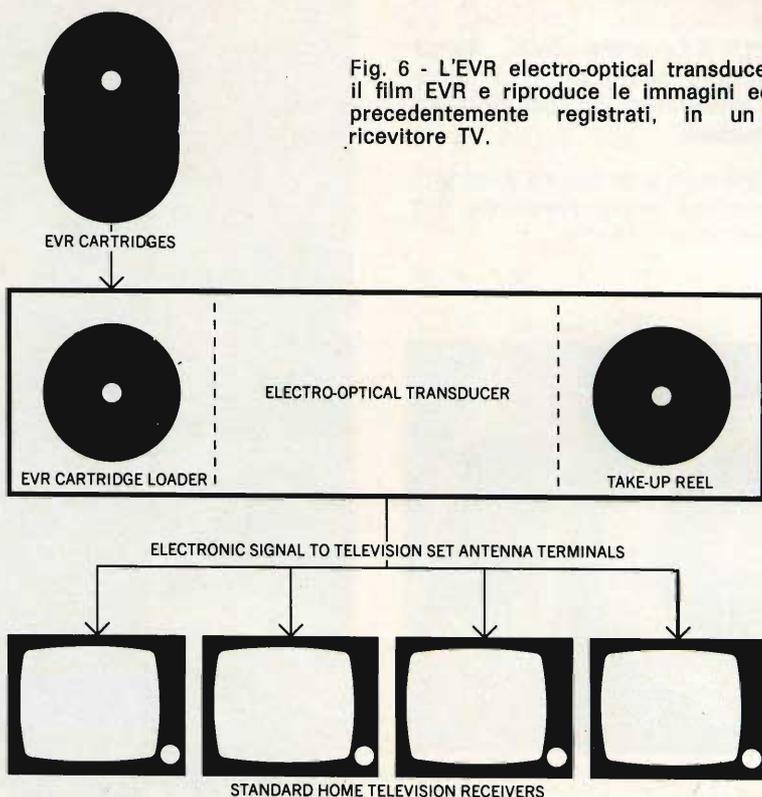



Fig. 6 - L'EVR electro-optical transducer esplora il film EVR e riproduce le immagini ed i suoni, precedentemente registrati, in un comune ricevitore TV.

Il film ha una larghezza di 8,75 mm, ogni 5 cm contiene 40 frame, una cosa, cioè, sei volte maggiore di un comparabile film da 16 mm. La pellicola EVR viene eccitata da un raggio elettronico invece che dalla luce.

Come ulteriore protezione contro danni e deterioramento, un sottilissimo cuscino d'aria separa il video track dalla testina.

2) La testina EVR circolare. Questa agisce sul film sviluppato, presenta un diametro di 17,78 cm ed uno spessore di 1 cm, può contenere sino a 228,66 metri di pellicola.

Questo equivale a 180.000 frame di un comune film o a 50 minuti di programmazione.

La testina riesce inoltre a contenere uno spettacolo televisivo a colori di 26 minuti o uno di 52 minuti in b/n.

3) L'apparecchio EVR è compatto, versatile e di semplice impiego. Un conduttore dall'apparecchio EVR viene connettato alla presa d'antenna di un ricevitore televisivo.

Quando la testina EVR è connessa all'apparecchio, il televisore viene commutato in un canale libero, l'apparecchio EVR entra in azione spingendo un pulsante.

Il film automaticamente passa attraverso un sensor elettronico il quale converte l'immagine sulla pellicola in impulsi elettrici e quindi trasmette questi segnali, con i relativi segnali audio, in un ricevitore TV.

L'apparecchio impiega comandi per un « avanti veloce », riavvolgimento, un manuale controllo per la bassa scansione di sequenze individuali e la capacità di fermare qualsiasi frama sul video senza danneggiare il film o diminuire la resa.

Quando l'apparecchio EVR è collegato direttamente al televisore, e questo non

AMPLIFICATORI B. F.

interamente equipaggiati con transistor professionali al silicio

Potenza d'uscita: 150 W; **distorsione:** 1%; **frequenza di risposta:** 20 ÷ 20.000 Hz ± 2 dB; **circuiti d'entrata:** 2 canali micro con impedenza d'ingresso 60 ÷ 600 Ω, 1 canale fono-magnetico equalizz. RIAA, 1 canale fono-registratore, 1 canale per miscelatore; **controlli:** 2 volumi micro, 1 volume fono-magnetico, 1 volume fono-registratore, 1 toni bassi, 1 toni alti, 1 interruttore rete; **impedenza d'uscita:** 2-4-8-16-67 Ω, tensione costante 100 V; **alimentazione totalmente stabilizzata:** tensione alternata 50/60 Hz da 100 ÷ 270 V oppure in cc. da batteria 36 V (3 batterie auto 12 V in serie); **dimensioni:** 400 x 305 x 160.

AM. 9150

AM. 9300

Potenza d'uscita: 300 W; **distorsione:** 1%; **frequenza di risposta:** 20 ÷ 20.000 Hz ± 2 dB; **circuiti d'entrata:** 3 canali micro con impedenza d'ingresso 60 ÷ 600 Ω, 1 canale fono-magnetico equalizz. RIAA, 1 canale fono-registratore, 1 canale per miscelatore; **controlli:** 3 volumi micro, 1 volume fono-magnetico, 1 volume fono-registratore, 1 toni bassi, 1 toni alti, 1 interruttore rete; **impedenze d'uscita:** 2-4-8-16-33 Ω, tensione costante 100 V; **alimentazione totalmente stabilizzata:** tensione alternata 50/60 Hz da 100 ÷ 270 V oppure in cc. da batteria 36 V (3 batterie auto 12 V in serie); **dimensioni:** 530 x 340 x 270.

MICROFONI ■ DIFFUSORI A TROMBA ■ COLONNE SONORE ■ UNITÀ MAGNETODINAMICHE ■ MISCELATORI ■ AMPLIFICATORI BF ■ ALTOPARLANTI PER HI-FI ■ COMPONENTI PER HI-FI ■ CASSE ACUSTICHE

RCF

42029 S. Maurizio REGGIO EMILIA Via Notari Tel. 40.141/2 linee
20145 MILANO Via Giotto 15 Tel. 468.909

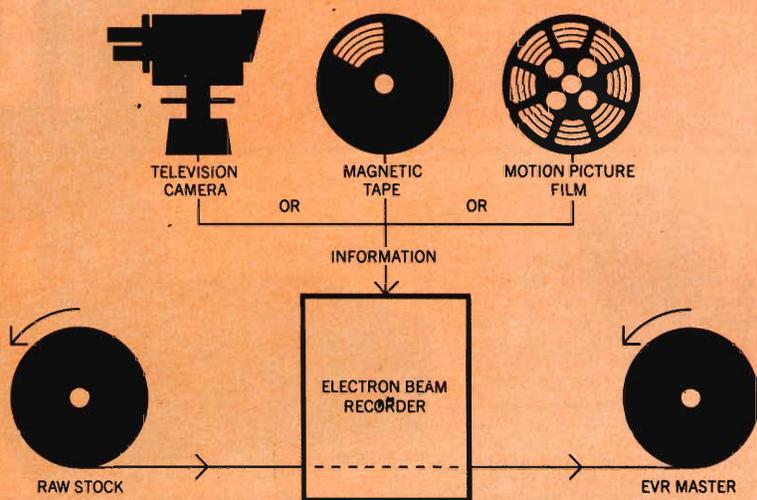



Fig. 7 - L'EVR electron beam recorder prende informazioni da una telecamera, un nastro magnetico o da un film per generare l'EVR master.

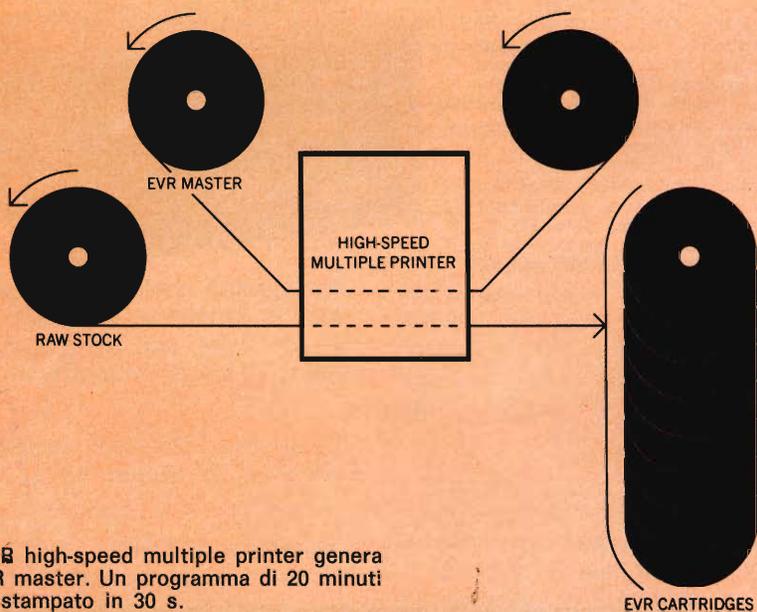



Fig. 8 - L'EVR high-speed multiple printer genera film dall'EVR master. Un programma di 20 minuti può essere stampato in 30 s.

presenta interferenze interne, non vi sono doppie immagini o suono distorto.

Non vi è neppure il caratteristico rumore dei comuni proiettori ed in più è in grado di operare in un ambiente illuminato.

Gran parte della tecnologia EVR è stata sviluppuata dal Dr. Peter C. Goldmark, presidente e direttore dei laboratori CBS, d'altra parte, però, la compagnia non produrrà gli apparecchi, questi infatti, su licenza CBS, verranno realizzati da industrie televisive di tutte le parti del mondo.

Gli apparecchi verranno presentati in una varietà di modelli con testine intercambiabili.

I film, comunque, verranno realizzati e distribuiti direttamente dalla CBS, questi verranno presentati come le attuali cassette pre-registrate.

La prima pubblica dimostrazione della CBS Electronic Video Recording (EVR) si ebbe in New York il 10 dicembre 1968.

Il 29 ottobre 1969 il primo EVR fu venduto in Rockleigh, New Jersey. Ultimamente una società assicuratrice ha acquistato 1.200 apparecchi EVR, dal gennaio 1970 un catalogo di oltre 4.000 film è disponibile presso la National Archives and Service.

Molte industrie ed università convertiranno i loro studi ed esperimenti in testine EVR che conseguentemente verranno distribuite in tutte le parti del globo.

In primavera, il « Computer Telejournal », una rivista di elettronica bi-settimanale, inizierà forse una serie di articoli che copriranno la parte costruttiva e la descrizione dei circuiti elettrici. Attualmente l'uso degli apparecchi EVR è ristretto a scuole ed industrie, ma vi è motivo di credere che quanto prima verrà esteso all'uso domestico.

Questo vuol dire che quanto prima potremo sostituire insipidi programmi con uno di nostro gradimento preso alla « videonastroteca ».

Senza pensare poi al contributo che apporterà a tutti coloro che seguiranno corsi per corrispondenza nel sistema EVR. Quello che l'EVR ci riserva per il futuro poi è veramente attraente, pensate una intera enciclopedia potrà entrare nella superficie di un libro tascabile.

La versione a colori della EVR è ancora in fase sperimentale, comunque entro quest'anno dovrebbe comparire in commercio.

Attualmente alcune stazioni televisive, in New York, stanno conducendo prove sulle trasmissioni a colori dei segnali EVR, queste vanno sotto il nome di « Broadcast Electronic Video Recording » in breve BEVR.

La particolarità di queste trasmissioni è che impiegano pellicole in b/n, l'informazione relativa al colore è sostituita con impulsi elettrici presenti in una traccia del film EVR.

Attualmente l'unità EVR è venduta per circa 500.000 lire.

In seguito a una riunione dei rappresentanti delle MCA europee, è stato deciso che tutta la produzione discografica, buste incluse, e di nastri preregistrati delle sette MCA d'Europa verrà realizzata nella nuova fabbrica di Brebbia (Varese), sul Lago Maggiore, che Davide Matalon s'accinge a costruire su un'area di 4.000 mq., e che sarà dotata degli ultimi modelli di macchine a iniezione ed a pressione, incluse le macchine con doppio stampo. Le spese di stampa e spedizione aerea saranno così suddivise e ammortizzate fra le sette società. A Brebbia avrà sede anche l'ufficio amministrazione delle società di cui Matalon è socio, Ducale (dischi ed edizioni) che incorpora l'ex fabbrica di Pigini, MCA Italiana, Ediz. Discograf. Meazzi ed Ediz. Susi, Durema, delle quali Matalon è anche il maggiore dirigente. Gli uffici artistici restano, invece, in Piazza Beccaria 5, Milano.

LA SCRIVANIA DELLO ZIO

MENU SPAZIALE

Già negli anni 30 di questo secolo, per non dire nei 20 (ed io, ahimè, li ricordo entrambi) si parlava di pranzo in pillole per il futuro. Ora nel futuro ci abbiamo già messo la punta di un piede e, a quanto pare, le pillole nutritive restano fortunatamente nella fantasia. Per poco che accadrebbe, il giorno che ci nutrissimo di pillole, perderemmo i denti, diventati inutili. Si dice che a tutto ci si abitua, ma io non so immaginare l'umanità che si adatta a rimirarsi e tollerarsi senza denti.

Dunque, si possono disidratare e liofilizzare i cibi fin che si vuole ma qualche cosa da mettere sotto le ganasce ci sarà sempre. Per esempio, al Museo della Scienza e della Tecnica di Milano sono state presentate molte specialità della cucina terrestre, trasformate in versione spaziale. C'erano dei sandwich al formaggio, ridotti al volume di un centimetro cubo. C'erano tavolette al bacon, lo stufato di manzo, l'arrosto, il pollo, tutto in forme di parallelepipedi racchiusi sottovuoto in sacchetti di plastica. Le istruzioni avvertivano di introdurre da circa 100 a 200 grammi d'acqua, secondo la « portata », prima dell'uso.

Così, spero, in futuro ci nutriremo solamente nei viaggi, siano essi spaziali o nell'ambito della nostra atmosfera o in superficie. Magari nelle future mense, durante gli intervalli di lavoro, useremo dei rapidi cubetti da gonfiare e masticare. Ma a casa nostra, in trattoria, in villeggiatura, quando ci riposiamo, mannaggia l'astronave, le fettuccine al ragù, l'abbacchio alla romana e i carciofi alla giudìa non ce li toglierà mai nessuno.

COMPUTER PER LA SALUTE

Nell'assistenza ospedaliera i computer si stanno affermando sempre più. In alcuni Paesi stranieri, dove si usano da tempo, le applicazioni diagnostiche come gli elettrocardiogrammi, le analisi del sangue e simili, sono più precise se fatte dalle macchine che dagli uomini coi mezzi scientifici normali.

Il caso più tipico è quello dell'impiego del calcolatore durante la degenza di un infermo: decine di dati fisiologici (pressione del sangue, temperatura in vari punti del corpo, ritmi del cuore e del respiro) oltre a venir registrati e comparire sugli schermi monitor, possono essere tenuti costantemente sotto controllo del calcolatore, con-

sentendo l'intervento immediato quando uno degli indici superi i limiti predeterminati o calcolati.

La macchina elettronica offre altresì un notevole ausilio nell'esecuzione di statistiche e nello svolgimento di indagini sull'incidenza e la frequenza di una particolare malattia in una determinata area geografica. Può essere usata per compiti amministrativi conformi alle specifiche esigenze di un singolo centro ospedaliero o di un gruppo di ospedali: vedasi, per esempio, la gestione automatica delle ricette mediche, la definizione degli acquisti di alimentari, gli studi per la preparazione delle diete, la coordinazione della provvista delle apparecchiature e numerose altre operazioni.

Negli Stati Uniti, dove già si è tratto un bilancio lusinghiero dalla presenza dei computer negli ospedali, è risultato tra l'altro che le infermiere, costrette una volta a passare buona parte del loro tempo nelle scritturazioni, ora possono dedicare quasi totalmente la giornata lavorativa all'assistenza diretta dei pazienti.

Alcuni grandi ospedali sono anche centri di ricerca medica, pertanto la presenza degli elaboratori elettronici diventa in questi casi addirittura indispensabile ai fini del rilevamento dei dati numerici e della elaborazione statistica.

Tutto ciò ho rilevato dai comunicati stampa di Tecnosintesi che arrivano sul mio tavolo di pur modestissimo giornalista. La serietà e l'autorità della fonte sono tali da indurmi a trascrivere e a garantire tutto quanto è detto sopra.

Mi resta un solo dilemma, o, per dir meglio, mi assalgono due opposti desideri e non saprei davvero, se fossi costretto a soddisfarne uno, quale scegliere e quale abbandonare.

I due desideri sono questi: primo, essere ricoverato in un ospedale modernissimo per vedere, in pratica, come si svolgono quei superservizi. Secondo: non andare per niente all'ospedale perché, dopotutto, l'andarci significherebbe che avrei qualche malanno.

E poiché negli ospedali non ci ho mai messo piede, se posso continuare così fino alla fine dei miei giorni, a costo di rimanere l'ignorante che sono, quasi quasi preferisco.

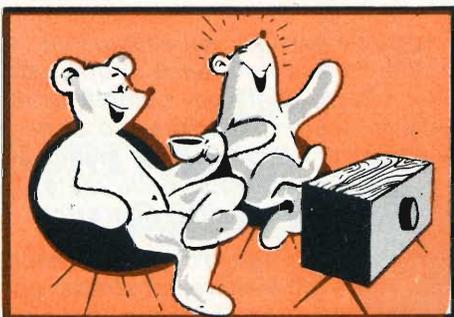
SENSO DEGLI AFFARI

E' opinione diffusa che i filosofi, i saggi, i pensatori non hanno la minima capacità commerciale. Io stesso ne sono profondamente convinto, e sarei pronto a dimostrare che è più facile — che so io — scrivere La Leggenda dell'Universo che comperare e vendere vantaggiosamente l'anguilla marinata.

C'è un solo caso, noto nella storia, di un filosofo che l'ha fatta in barba ai furbi. Fu Talete di Mileto, nel 526 avanti Cristo. Preso di mira e canzonato da tutti come sfaccendato e caposcarico, Talete volle dimostrare che il saggio non è ricco perché non vuole ma, volendo, potrebbe esserlo.

In quegli anni, nella Grecia, i raccolti di olive erano stati scarsi. Ma Talete, che era anche astronomo, studiando i moti degli astri previde un raccolto abbondante. Conservando il segreto della sua scoperta, si mise in giro a comperare frantoi per olive, che tutti erano felici di vendere a quel « matto ». Tanto, non servivano quasi più a nulla.

Poi, quando gli oliveti traboccarono di oleose bacche, Talete uscì fuori tranquillo ad « affittare » i frantoi, ai prezzi che voleva lui perché era senza concorrenza. E si arricchì in una sola stagione.

Zio Ruben

VIDEO RISATE

« ... Signore e Signori, sono lieto di annunciarvi che su tutti i versanti il tempo è tornato perfettamente...

sereno... il cielo è terso e cristallino e... »

« ... Confidiamo che l'imprevisto finale del giallo non vi abbia turbato troppo, cari telespettatori e vi auguriamo la Buonanotte ».

« ... E' per la TV: stiamo svolgendo un'indagine... Lei che genere di programmi preferisce?... »

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

SINTESI DELLE FORME D'ONDA NELLA TECNICA DIGITALE

(Da « Electronic Engineering » - agosto 1969)

I metodi convenzionali per produrre forme d'onda diverse per via elettronica solitamente si basano sull'impiego di apparecchiature di normale fabbricazione. Quelle descritte in questo articolo — tuttavia — sono in grado di sintetizzare in modo digitale le forme d'onda più semplici ed anche le più complesse. La nota compie una vera e propria analisi al riguardo, per dimostrare che il contenuto armonico può essere reso notevolmente basso. Il prototipo della apparecchiatura descritta è in grado di funzionare entro una gamma di frequenze compresa tra una frazione di un solo ciclo, fino al valore massimo di 50.000 Hz, mantenendo la medesima forma d'onda.

La nota ha inizio con l'esposizione del principio della sintesi digitale, e prosegue quindi con la descrizione di una realizzazione pratica, corredata da interessanti illustrazioni relative a vari tipi di impulsi, riferiti a diversi valori di frequenza.

Uno schema a blocchi illustra inoltre il principio generico di funzionamento dell'intero sistema, dopo di che l'autore si dilunga in una dettagliata descrizione, con particolari che possono essere di notevole utilità oltre che di prezioso aiuto per qualunque tecnico che debba risolvere problemi riferiti all'analisi di forme d'onda.

NUOVI CIRCUITI

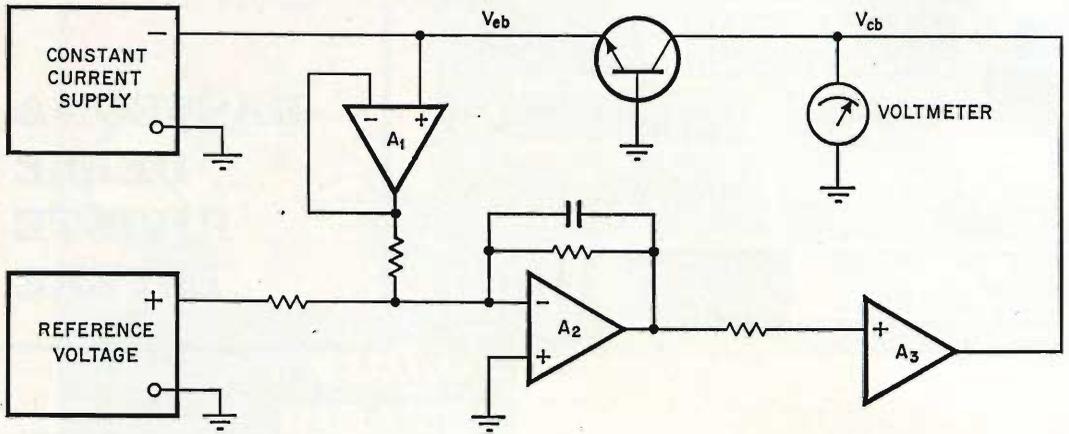
(Da « Electronics » - 6 febbraio 1970)

La nota rivista americana alla quale ci riferiamo pubblica su ogni numero una rubrica particolare intitolata « Designer's casebook », aperta alla collaborazione dei lettori, che vengono invitati a sottoporre nuove idee e soluzioni insolite per varie applicazioni elettroniche.

Nel numero citato, questa rubrica appare particolarmente interessante, in quanto riporta tre applicazioni che riteniamo degne di nota.

La prima, di cui riproduciamo lo schema, è costituita da un circuito di reazione, mediante il quale è possibile controllare la resistenza termica dei semiconduttori.

La resistenza termica tra due punti può essere di solito determinata misurando la quantità di energia che viene dissipata attraverso il percorso termico, e le temperature in corrispondenza dei due punti estremi del percorso stesso. Tuttavia, la misura della resistenza termica tra la giunzione e l'involucro esterno di un transistor comporta un problema: sebbene sia abbastanza facile misurare la dissipazione di collettore e la temperatura ambiente, per contro risulta piuttosto difficile la misura della temperatura effettiva in corrispondenza della giunzione.

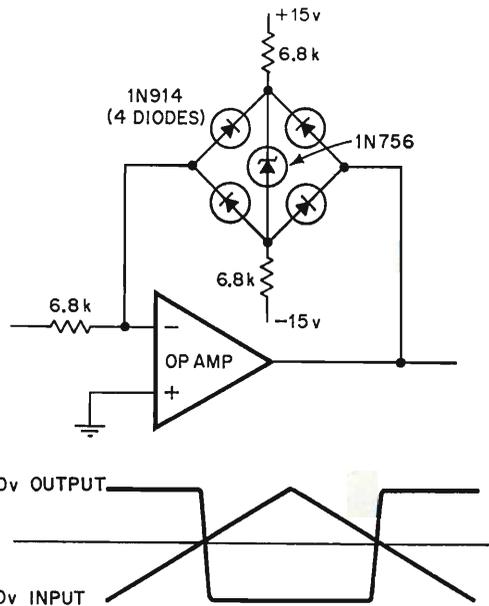
Questa misura può essere evitata se si provvede a rilevare due valori, anziché uno

solo, della temperatura ambiente e della dissipazione di potenza ad essa associata, in corrispondenza di una temperatura costante della giunzione.

La resistenza termica ϑ all'interno dell'involucro del transistor è data da:

$$\vartheta = \frac{T_{A1} - T_{A2}}{I_e (V_{cb2} - V_{cb1})}$$

nella quale T_{A1} e T_{A2} rappresentano le temperature ambiente, I_e rappresenta la corrente di emettitore, mentre V_{cb2} e V_{cb1} rappresentano le tensioni applicate tra base e collettore.

Mantenendo costante l'intensità della corrente, la caduta di tensione ai capi della giunzione « p-n », polarizzata in senso diretto (in questo caso, la giunzione tra base ed emettitore del transistor) costituisce una funzione decrescente della temperatura. Tuttavia, se la tensione viene mantenuta costante tramite un circuito di reazione, la temperatura della giunzione tra base ed emettitore del transistor resterà del pari costante, indipendentemente dalle variazioni della temperatura ambiente, così come resterà costante la temperatura in prossimità della giunzione tra collettore e base.

Di conseguenza, variando le tensioni di collettore per mantenere costante la tensione di emettitore applicata al transistor, con diverse condizioni termiche ambientali, la temperatura della giunzione può essere mantenuta costante con notevole esattezza, ed è quindi possibile determinare la resistenza termica tramite l'equazione fornita.

Si noti che, nel circuito riprodotto, il transistor sotto prova è del tipo « n-p-n », per cui la tensione di alimentazione e la tensione di riferimento presentano polarità che vanno invertite rispetto a massa nell'eventualità che il transistor sotto prova sia invece del tipo « p-n-p ».

La seconda applicazione alla quale ci riferiamo, è costituita dall'impiego di diodi zener negli amplificatori operazionali, per ottenere una « limitazione » simmetrica.

Quando un amplificatore operazionale viene munito di diodi zener con collegamento a ponte nel suo circuito di reazione, esso consente il taglio della cresta e la cosiddetta squadratura dei bordi di un segnale di ingresso a corrente alternata, con un tempo di transito assai rapido, ogni qualvolta viene rivelato l'istante di « crossover » pari a zero, nel segnale alternato di ingresso. Il circuito, che riproduciamo in basso a sinistra, risulta particolarmente utile nei dispositivi di demodulazione sensibili alle differenze di fase.

Nel circuito a ponte, gli impulsi di ingresso positivi determinano la presenza di impulsi negativi di uscita, e viceversa. Ciò premesso, un diodo zener consente di ottenere una tensione di riferimento di valore stabile, con l'aiuto di tensioni di alimentazione positive e negative, e con l'impiego di due resistenze del valore di 6,8 kΩ. Quando l'amplificatore è in stato di saturazione, i due terminali del diodo zener vengono collegati al punto di addizione, ed all'uscita dell'amplificatore operazionale.

Dal momento che ai capi di un diodo zener è sempre possibile ottenere una tensione di valore stabile, senza ridurre l'elevato guadagno in senso diretto dell'amplificatore operazionale, il circuito è in grado di determinare un effetto di « clipping » assai simmetrico, anche con ampiezza assai ridotta dei segnali di ingresso.

La terza idea è costituita da un elaboratore a circuiti integrati, impiegante transistor ad effetto di campo, per il controllo dell'orientamento nello spazio dei veicoli interplanetari.

I giroscopi elettromeccanici, normalmente impiegati per stabilizzare il volo dei veicoli spaziali, sono assai costosi, e consumano inoltre una notevole quantità di energia elettrica. Un'apparecchiatura elettronica equivalente, costituita da dispositivi sensibili di riferimento, da amplificatori a circuiti integrati, ed impiegante transistor ad effetto di campo, elimina questi due problemi. Oltre a ciò, la versione elettronica è assai più leggera, e meno ingombrante.

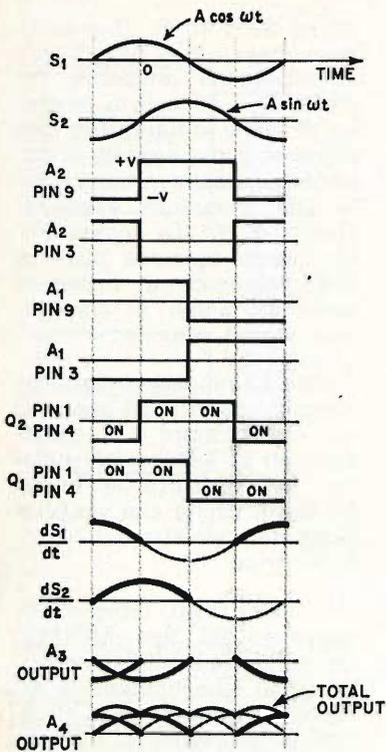
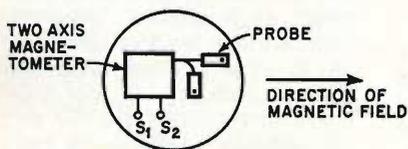
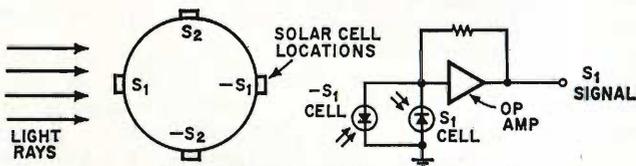
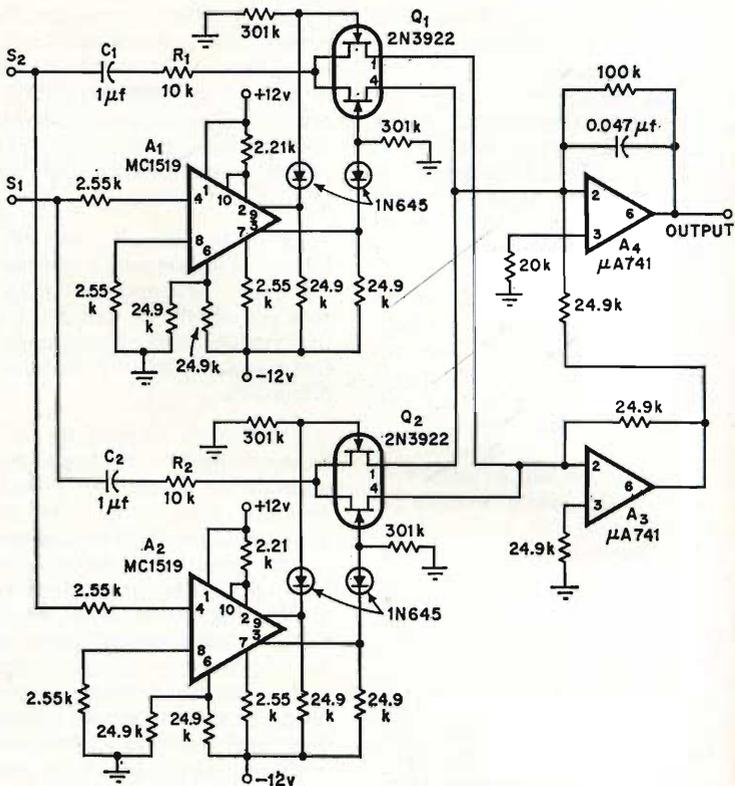
Il circuito che illustriamo alla pagina che segue, che prende il nome di « derived rate circuit », produce una tensione di uscita che corrisponde al ritmo di rotazione su se stesso del veicolo. I dispositivi sensibili, che possono essere sia delle batterie solari, sia dei magnetometri, forniscono al circuito informazioni di uscita. Non appena l'orientamento del veicolo viene compromesso, questi dispositivi, che vengono sistemati in quadratura intorno al suo perimetro, producono una forma d'onda sinusoidale la cui frequenza è proporzionale al ritmo di « rotolamento » del veicolo stesso. Le forme d'onda vengono combinate tra loro, e convertite in modo da ottenere una tensione globale di uscita, con un fattore della scala di 0,1 V per radiante al secondo.

In questo circuito, gli impulsi sinusoidali che giungono ad S_1 e ad S_2 (ingressi) sono sfasati tra loro di 90°, e presentano ampiezze costanti. Due segnali di ingresso vengono differenziati per produrre nuovi segnali, la cui ampiezza risulta proporzionale alla frequenza angolare, sfasati di 90°. Di conseguenza, questa tensione dipende dalla frequenza di ingresso, ossia dal ritmo di « avvitamento » del veicolo.

Solo i semiperiodi negativi vengono invertiti ad opera di un amplificatore, e quindi sommati ai semiperiodi positivi, per produrre le forme d'onda di uscita che vengono illustrate a sinistra del circuito elettrico.

I due circuiti integrati di ingresso, del tipo MC1519, non sono che amplificatori differenziali, che limitano le sinusoidi di ingresso, e le sfruttano come segnali di sgancio per i transistor ad effetto di campo, Q_1 e Q_2. Nel contempo, le due sinusoidi provenienti da S_1 e da S_2 vengono differenziate tra loro mediante il circuito costituito da $R_1 — C_1$ e da $R_2 — C_2$, per produrre la relazione che — come abbiamo detto — è funzione della frequenza. I segnali differenziati vengono quindi applicati alla sorgente costituita dai due transistor ad effetto di campo.

I semiperiodi positivi dei segnali S_1 ed S_2 differenziati vengono quindi incanalati ad opera di Q_1 e di Q_2, direttamente all'amplificatore di uscita A.

I semiperiodi negativi dei segnali differenziati vengono invece convogliati da Q_1 e Q_2 attraverso l'amplificatore invertitore A_3. Quest'ultimo inverte i semiperiodi negativi dei segnali differenziati, e li fornisce all'amplificatore di uscita, nel quale essi vengono sommati ai semiperiodi positivi.

Se si considera l'esiguità dello spazio che può essere occupato da un'apparecchiatura di questo genere, risulta intuitivo l'enorme risparmio che si ottiene, il che corrisponde perfettamente alle esigenze relative ad un veicolo spaziale, nel quale gli ingombri ed i pesi devono essere necessariamente ridotti al minimo possibile.

Si tratta dunque di tre idee che — se non rivoluzionarie — possono per lo meno essere considerate veramente d'avanguardia.

CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI

(Da « Orbit » - maggio 1969)

Già in altra occasione abbiamo citato questa serie di articoli, il cui sottotitolo è « introduzione ai circuiti integrati ». In particolare, ci riferiamo questa volta alla quinta lezione, assai utile anche come unità didattica a sé stante, per chiarire molti dei concetti che sono alla base di questa particolare branca della tecnica elettronica.

Dopo una breve introduzione, nella quale vengono nominati i tipi principali di circuiti logici, l'autore descrive, con l'aiuto di numerosi schemi illustrativi, le caratteristiche principali dei circuiti logici integrati: tra di esse figurano principalmente la tensione di soglia, il rumore parassita, la velocità di funzionamento, le caratteristiche di ingresso e di uscita, il funzionamento dinamico in rapporto alla temperatura ambiente, la dissipazione di potenza, nonché i concetti basilari mediante i quali è possibile distinguere tra loro le diverse famiglie di circuiti logici integrati.

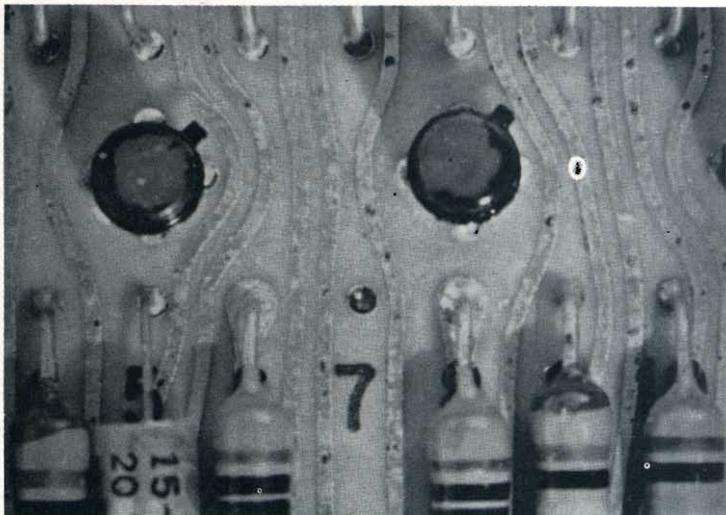
Vengono infatti forniti interessanti ragguagli circa il funzionamento dei circuiti logici del tipo DCTL (circuiti ad accoppiamento diretto), del tipo RTL (a resistenza e transistor), DTL (a diodo ed a transistor), TTL (circuiti logici a transistor - transistor), ECL (circuiti logici con accoppiamento di emettitore), CTL (circuiti logici complementari a transistor), ecc.

LE APPARECCHIATURE ELETTRONICHE DEVONO ESSERE PULITE

(Da « Electronic Design » 22 novembre 1969)

Molti tecnici progettisti si rifiutano di ammettere il pericolo della cosiddetta « sporcizia elettronica »: in altre parole, se non possono « vederla », essi non ne tengono conto. Ciò nonostante, per la maggior parte gli inconvenienti che si verificano quando un'apparecchiatura elettronica funziona irregolarmente sono proprio dovuti alla presenza di detriti nelle parti più delicate dei circuiti.

Il rumore di fondo negli impianti di amplificazione, i periodi di riscaldamento (raggiungimento della temperatura di regime) e di stabilizzazione negli strumenti di misura, e la necessità di periodica ritaratura e la necessità di standardizzazione delle apparecchiature fondamentali sono tutti fenomeni che possono essere notevolmente attenuati se si tengono nella dovuta considerazione le regole in base alle quali è possibile ovviare alla presenza di sporcizia nelle apparecchiature elettroniche.

In occasione della ricerca delle cause di instabilità o di cattivo funzionamento di un apparecchio qualsiasi, il tecnico si basa spesso su di una semplice osservazione ad occhio nudo, per stabilire se esistono o meno corpi estranei che possono alterare le condizioni di funzionamento del dispositivo. Molte volte, questa semplice ispezione visiva consente di scoprire immediatamente un componente difettoso, soprattutto se si tratta di una resistenza bruciata, di un collegamento interrotto, di una saldatura mal riuscita, ecc. Accade però assai spesso che il difetto nel funzionamento sia dovuto semplicemente ad una perdita di isolamento, dovuta a sua volta alla presenza di sostanze estranee tra due punti critici, tra i quali sussiste una differenza di potenziale che implica invece la necessità di un perfetto isolamento.

Ciò premesso, l'articolo che recensiamo prende in considerazione in primo luogo l'impiego di determinati tipi di solventi, mediante i quali è possibile provvedere ad una pulizia radicale di qualsiasi circuito, onde eliminare quelle sostanze estranee che possono compromettere l'isolamento tra i terminali dei vari componenti.

Un altro argomento che viene elaborato con pregevole competenza è la cosiddetta pulizia elettronica, che viene effettuata nei confronti di determinate sostanze. Vengono infatti citati alcuni detriti che sono suscettibili di assumere una determinata polarità elettrostatica, e che quindi diventano elettronicamente attivi a causa della presenza di ioni. In genere, la sporcizia non suscettibile di assumere una polarità può essere considerata come costituita esclusivamente da sostanze isolanti. Sfortunatamente, è però difficile che i detriti perfettamente isolanti siano del tutto esenti da percentuali di sostanze che possono invece compromettere l'isolamento da un punto di vista elettrostatico. A causa di ciò, la operazione di pulitura può essere svolta soltanto in due tempi: in primo luogo, si provvede ad eliminare la sporcizia non polarizzabile, dopo di che è possibile effettuare un vero e proprio lavaggio con acqua.

Per mettere in maggiore evidenza i pericoli che derivano dalla presenza di detriti, soprattutto in un circuito

stampato, la figura che riproduciamo rappresenta un supporto sul quale sono fissati componenti di varia natura, e che sembrava perfettamente pulito all'uscita del processo di fabbricazione. Tuttavia, è facile notare sulla basetta i punti di corrosione che si sono manifestati dopo un certo periodo di tempo. Con un'accurata ricerca, è stato possibile dimostrare che tali tracce erano dovute alla presenza di residui degli acidi impiegati per la corrosione delle parti metalliche durante la produzione del circuito, i quali residui hanno continuato ad intaccare il rame anche dopo il termine del processo di fabbricazione.

Un altro argomento di notevole importanza, esaurientemente elaborato nella nota, è riferito ai fenomeni che possono compromettere seriamente un calcolatore analogico, quando l'isolamento tra i terminali dei componenti viene compromesso a causa della presenza di sostanze estranee.

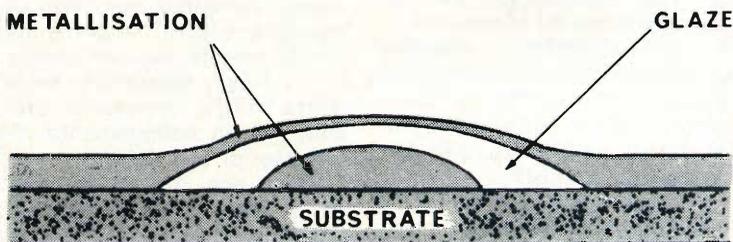
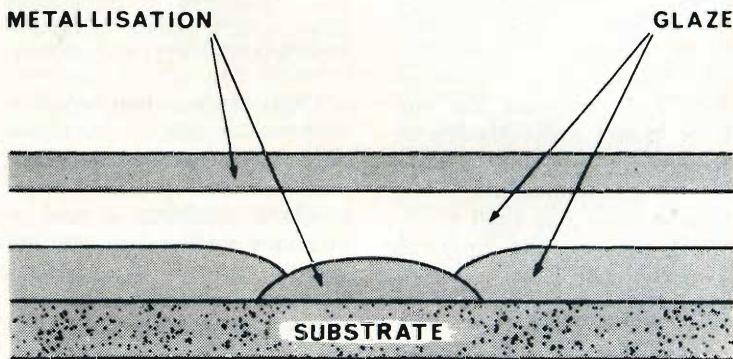
Questa nota è quindi assai interessante per qualunque tecnico elettronico che si occupi della fabbricazione e della manutenzione di apparecchiature più o meno complesse e suscettibili di accumulare all'interno particelle di sostanze estranee.

LA TECNOLOGIA DEI CIRCUITI A PELLICOLA SPESSA A STRATI MULTIPLI

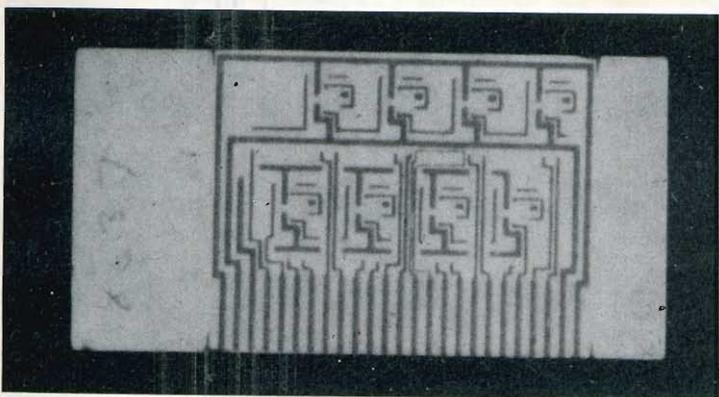
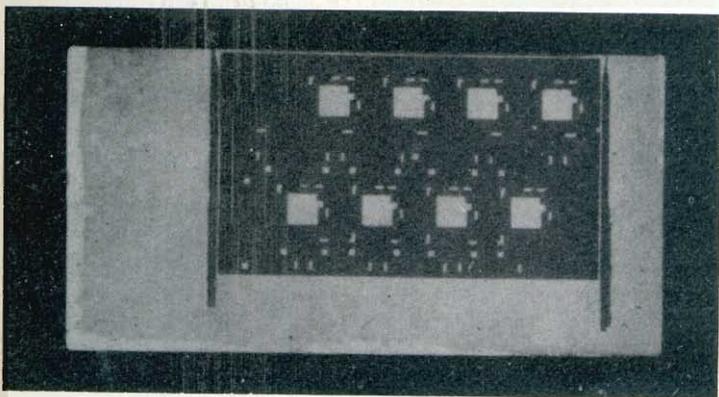
(Da « Microelectronics »)

Ai nostri giorni, la concentrazione dei componenti nei dispositivi microelettronici ha raggiunto lo stadio in cui per i circuiti associati è possibile destreggiarsi con le esigenze relative alle connessioni, soltanto se vengono usati dei circuiti a strati multipli. Nell'articolo che recensiamo, vengono messi in luce alcuni dei problemi che sorgono agli effetti dello sviluppo dei circuiti a strati multipli testé citati. Il processo che viene descritto nella nota venne sviluppato allo scopo di assicurare la compatibilità con i metodi esistenti dei dispositivi impieganti circuiti a pellicola sottile. La nota considera inoltre un certo numero di concetti basilari di progetto atti ad ottenere una elevata densità dei componenti, ed a mantenere questa densità anche nei circuiti a strati multipli.

In questi ultimi anni, chiunque segua le riviste di tecnica elettronica ha potuto indubbiamente assistere alla progressiva miniaturizzazione dei componenti elettronici. I componenti sono tanto più leggeri quanto minori sono le loro dimensioni, ed inoltre presentano una maggiore sicurezza di funzionamento ed una maggiore rapidità, fattori questi di notevole importanza anche dal punto di vista economico. Sotto il profilo tecnico, il progresso nella miniaturizzazione è stato apparentemente poco coordinato, in quanto venne limitato — almeno all'inizio — allo sviluppo dei circuiti integrati di tipo monolitico.

A causa di ciò sorsero numerosi problemi, tra i quali le difficoltà di incorporare i dispositivi attivi nei circuiti di supporto, senza perdere alcuni dei vantaggi che essi comportavano: l'impiego di speciali confezioni — ad esempio — che venne introdotto per consentire l'impiego di componenti attivi ed il loro inserimento nelle apparecchiature, comportava dimensioni fino a cento volte più grandi ed un peso proporzionalmente maggiore rispet-

CROSSOVER WITH INSULANT PAD

CROSSOVER WITH COMPLEMENTARY LAYER

to a quello degli stessi dispositivi.

Molto lavoro è stato fatto in questi ultimi tre anni per sviluppare la tecnologia delle connessioni tra i vari circuiti, riducendole al livello della stessa miniaturizzazione allo scopo di ovviare alla necessità di impiegare tali confezioni.

L'articolo al quale ci riferiamo, dopo questa breve premessa, considera le difficoltà che sorgono nei confronti dei circuiti a strati multipli, soprattutto per quanto riguarda la compatibilità dei vari materiali che si prestano alla loro realizzazione in particolare, come risulta dalla prima illustrazione che riproduciamo alla pagina di sinistra, viene fatto un confronto tra la sezione di un circuito di un tipo munito di un tampone isolante, ed un circuito munito invece di strato complementare. La nota, apparsa sul numero di aprile della rivista americana, prosegue poi con alcune considerazioni agli effetti della possibilità di disporre su

di un piano perfettamente levigato tutte le connessioni relative ad un'apparecchiatura anche di una certa complessità. Sotto questo aspetto, la seconda figura che riproduciamo rappresenta in alto la configurazione del circuito metallico basilare, alla quale viene aggiunta una configurazione complementare; in basso viene invece rappresentata la basetta recante le connessioni complementari, corrispondenti al circuito di cui sopra.

Per quanto riguarda i collegamenti che uniscono gli strati tra loro, è pratica convenzionale costituire dei cosiddetti « crossover » impiegando dei tamponi isolanti, ed un vetro di natura particolare, allo scopo di proteggere gli strati metallici sottostanti. Dal momento che ciò comporta un considerevole accumulo di materiale al di sopra del substrato, ne deriva l'alternativa che consiste nell'impiegare strati intercollegant, il che diede appunto adito alla creazione dei circuiti a strati multipli. L'Autore si dilunga anche in alcune interessanti considerazioni agli effetti della realizzazione pratica di circuiti di varia natura, dopo di che vengono forniti diversi ragguagli per quanto riguarda la tecnica particolare in base alla quale vengono incorporati nei circuiti dei componenti a pellicola sottile.

La nota viene infine conclusa con l'esposizione dei principi che governano la dissipazione termica dei dispositivi di questo tipo, soprattutto per quanto riguarda l'inserimento di resistenze, componenti ai quali viene attribuita soprattutto la responsabilità della produzione di calore. In pratica, lo scopo di questa ricerca è stato di sviluppare una tecnologia per la produzione di circuiti a strati multipli, impiegante un unico processo denominato « thick-film screen-printing». Questo processo è stato creato per garantire — come si è detto — la compatibilità nei confronti di tutte le tecniche esistenti, pur tenendo nella dovuta considerazione alcuni concetti che sono stati introdotti per consentire l'ottenimento di una elevata densità dei componenti, e per mantenere la suddetta densità anche agli effetti della realizzazione di circuiti a strati multipli.

UN CORSO INFORMATIVO SUI CIRCUITI INTEGRATI

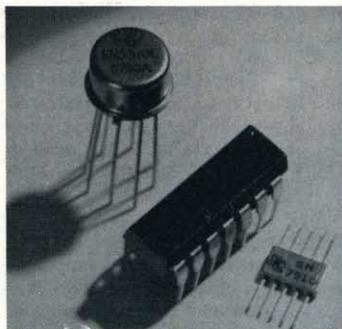
(Da « Orbit »)

Pur sapendo di citare un vero e proprio luogo comune, riteniamo opportuno mettere in risalto il fatto che l'evoluzione della tecnica dei circuiti integrati ha attualmente preso il sopravvento nella maggior parte delle attività industriali nel campo dell'elettronica. A causa di ciò, è certamente auspicabile che tutti i tecnici che lavorano in questo campo specifico si tengano perfettamente aggiornati su tutti i progressi che vengono conseguiti.

In base a questo principio, la rivista alla quale ci riferiamo ha iniziato col numero di gennaio del 1969 un vero e proprio corso di aggiornamento, nella cui prima lezione viene pubblicata innanzitutto la seguente introduzione.

Il transistore ha costituito a suo tempo una radicale innovazione nella tecnica elettronica. Prima che esso venisse universalmente accettato come nuova base realizzativa dei circuiti elettronici, è stato però necessario elaborare una nuova teoria di funzionamento dei circuiti, allo scopo di sviluppare nuove tecniche e nuovi procedimenti, nonché per stabilire ed organizzare nuove attrezzature di fabbricazione, atte a consentire una produzione su vasta scala. Occorsero pertanto da 10 a 15 anni prima che i circuiti elettronici di tipo solido si affermassero completamente; di conseguenza, l'impatto del transistor (questo è appunto il titolo della prima lezione) sebbene di natura rivoluzionaria, ha avuto un effetto relativamente graduale.

Il circuito integrato monolitico al silicio rappresenta un ulteriore sviluppo della ricerca e della fabbricazione dei semiconduttori. In genere, i circuiti integrati vengono fabbricati impiegando i medesimi materiali ed i medesimi procedimenti che vengono usati agli effetti della fabbricazione dei transistor planari epitassiali, per cui l'esperienza conseguita nei confronti del transistor è stata sfruttata direttamente anche per la realizzazione dei circuiti integrati. Ciò ha consentito una riduzione dei tempi, in quanto i circuiti integrati sono stati perfezionati ed accettati dall'industria elettronica nel volgere di circa sette anni.

Non esistono certamente dubbi per quanto riguarda l'influenza che la creazione dei circuiti integrati ha esercitato in tutto il mondo dell'elettronica. Abbiamo assistito ad uno stabile aumento progressivo del loro impiego, ad esempio nei missili e nei « computers » nei quali le loro prerogative di minime dimensioni e di elevata sicurezza di funzionamento hanno offerto dei vantaggi immediati; inoltre, recentemente sono state messe nella dovuta evidenza anche le prerogative consistenti nel minor costo, e nella maggiore facilità d'impiego.

Sotto questo aspetto, la figura che qui riproduciamo mette in evidenza tali prerogative illustrando in alto un primo tipo di circuito integrato di forma circolare ed a terminali multipli, al centro un esemplare di diversa forma, ed in basso un tipo di circuito integrato a struttura piatta. Il primo di essi presenta un diametro di circa 8 mm, il secondo una lunghezza di circa 19,5 mm, ed il terzo una lunghezza di circa 6,5 mm.

L'autore abborda quindi l'argomento vero e proprio, considerando da un punto di vista generico le norme di progetto dei circuiti integrati, e ciò tenendo conto naturalmente delle caratteristiche che essi devono consentire, agli effetti del loro impiego pratico nelle apparecchiature in cui vengono usati. La nota fornisce ancora interessanti ragguagli per quanto riguarda la sicurezza di funzionamento e le condizioni di impiego limite, ed è corredata da alcuni interessanti grafici, che mettono in assoluta evidenza i vantaggi pratici derivanti dall'impiego dei circuiti integrati rispetto ai circuiti di tipo convenzionale.

Questa prima lezione esamina poi il problema del costo, con importanti confronti rispetto ai costi che vengono normalmente conseguiti realizzando i vari tipi di circuiti necessari nelle diverse apparecchiature con i componenti staccati, e con l'impiego dei circuiti stampati. Infine, questa prima nota introduttiva esamina le conseguenze che l'avvento dei circuiti integrati ha avuto nei confronti dell'intera industria elettronica.

Sebbene non venga precisato il numero delle lezioni in cui il corso viene svolto, esso appare indubbiamente interessante per chiunque voglia documentarsi ed aggiornarsi in questo campo specifico.

INFORMAZIONI TECNICO COMMERCIALI

1 IL CONSUNTIVO RAI PER IL 1969

Il consiglio di amministrazione della Rai riunitosi a Roma nella sede sociale, ha accettato le dimissioni da presidente e da consigliere presentate il 19 febbraio scorso dal prof. Aldo Sandulli. Dopo aver ringraziato il prof. Sandulli per l'opera svolta a favore dell'azienda, il consiglio ha approvato la proposta avanzata — a nome dell'azionista di maggioranza — dal prof. Golzio di incaricare il vice presidente prof. Umberto Delle Fave di assolvere le funzioni spettanti al presidente, ai sensi dell'articolo 18 dello statuto sociale.

Il consiglio, dopo aver ascoltato una relazione dell'amministratore delegato Paolicchi, ha approvato la proposta di bilancio consuntivo del 1969 da presentare all'assemblea dei soci convocata per il 30 aprile prossimo.

Il bilancio 1969 della Rai si chiude con un attivo di 708 milioni.

Introducendo la relazione sul bilancio, l'amministratore delegato ha indicato le grandi linee di sviluppo dell'azienda nel decennio trascorso, sottolineando l'evoluzione qualitativa e quantitativa dei programmi e l'incremento del pubblico.

Dieci anni fa — ha detto Paolicchi — gli abbonati alla televisione erano circa un milione e mezzo. Oggi sono più di nove milioni; la durata del tempo trascorso seguendo il televisore, per il complesso della popolazione adulta, era di 40 minuti, oggi è di un'ora e venti; l'ascolto serale medio raggiungeva i dieci milioni di persone, nel 1969 è stato di 22 milionl.

Alla modificazione dell'utenza ha corrisposto evidentemente una evoluzione dei programmi sia nel volume della produzione (da circa 37.000 a 44.000 ore quella radiofonica e da circa 3.000 a oltre 5.500 quella televisiva) sia nell'indirizzo della programmazione.

L'on. Paolicchi ha affermato altresì che le entrate sono bloccate nei loro parametri per ragioni di opportunità politica di non chiedere di più agli utenti (canone invariato dal 1961) d'altronde le spese seguono l'andamento del mercato e l'evoluzione della programmazione non può non incidere sui costi; infine l'Ente radiotelevisivo sta ancora cercando la sistemazione di partite aperte con lo Stato per servizi resi anche al di là dei suoi obblighi di convenzione (telescolastica, televisione per i militari, trasmissioni per i lavoratori all'estero, gestione abbonamenti).

E' da questo squilibrio ha detto ancora Paolicchi, che nasce il problema della ricerca di un nuovo equilibrio del bilancio della RAI.

L'amministratore delegato ha poi affrontato i problemi relativi al personale, riferendo sull'opera di razionalizzazione dell'organigramma intrapresa nel 1969, e sulle prospettive di rapporti di collaborazione e partecipazione già verificate nel contatto con i sindacati nel corso delle trattative per i contratti di lavoro venuti a scadere nell'anno passato.

Una particolare accentuazione è stata data dall'on. Paolicchi alla ipotesi di valorizzazione delle direzioni di programmazione, dei centri di produzione e delle sedi periferiche in una prospettiva organica di adeguamento e riordinamento dell'azienda.

Nella discussione che ha fatto seguito all'illustrazione dell'on. Paolicchi, è intervenuto, fra gli altri, il professor Silvio Golzio, rappresentante dell'IRI, il quale, parlando sia sulla tecnica che sul merito del bilancio in discussione ne ha rilevato la precisa aderenza alla realtà dell'azienda motivando così la sua adesione alla linea illustrata dall'amministratore delegato e il suo consenso al bilancio proposto al consiglio di amministrazione.

2 GIAPPONE: LE VENDITE DEGLI APPARECCHI TELEVISIVI A COLORI NEL '69 HANNO SUPERATO LE PREVISIONI

Ultimamente le vendite degli apparecchi televisivi a colori hanno raggiunto punte elevatissime.

Esse hanno ricevuto una forte spinta in occasione del primo allunaggio dell'uomo, quello spettacolare dell'Apollo 11, e non hanno ancora subito flessioni, con il risultato che le vendite a fine d'anno hanno superato tutte le precedenti aspettative.

Quando iniziò l'anno, la Electronic Industries Association giapponese previde che le consegne di televisori a colori durante il 1969 avrebbe raggiunto circa 3.500.000 unità. Tuttavia, l'effettiva produzione durante il periodo Gennaio-Ottobre raggiunse i 3.756.007 Apparecchi, un sorprendente aumento dell'82,5% rispetto al corrispondente periodo del 1968. Inoltre, le consegne durante lo stesso periodo mostrarono un aumento dell'81,7% raggiungendo 3.541.177 apparecchi. Di questi, 2.656.904 erano per il mercato interno (aumento del 100,2% rispetto al corrispondente periodo del 1968) mentre 884.273 furono esportati (con un aumento del 42,2%).

Le stime della produzione e delle consegne durante Novembre e Dicembre superano leggermente il milione per entrambe.

Questo farebbe salire la produzione del 1969 a 4,8 milioni di unità e le consegne a 4,65 milioni, compresa l'esportazione di 1,05 milioni di apparecchi.

Nel 1968 furono prodotti 2,72 milioni, che comprendono 1,95 milioni destinati al mercato interno e 770.000 a quello estero. Non è stato durante l'anno scorso che la televisione a colori ha subito un vero boom.

Secondo una valutazione compiuta dai costruttori di forniture elettriche domestiche, alla fine del novembre 1969 il livello di saturazione dei televisori a colori aveva raggiunto il 23%.

Ciò significa che in Giappone una famiglia su quattro possiede un televisore a colori. Considerando che il livello di saturazione nel novembre 1968 era appena superiore al 10% significa che il livello è aumentato più del 100% in appena un anno.

Alcuni costruttori di televisori a colori si lamentavano che non avrebbero avuto nessun televisore in giacenza nei loro magazzini per le consegne dell'inizio di quest'anno.

Perché i televisori a colori hanno subìto un tale incremento in Giappone?

All'inizio del 1969 i fabbricanti di televisori a colori si aspettavano che il mercato interno avrebbe richiesto da 2,7 a 3 milioni di televisori di questo tipo, con l'esportazione che avrebbe raggiunto circa le 900.000 unità in vista della questione del «dumping», che cominciava ad essere animatamente discussa negli Stati Uniti. Tuttavia, la scorsa estate è stata insolitamente fresca e ciò, insieme ad un lungo periodo piovoso, incise fortemente, in senso negativo, sulle vendite dei condizionatori d'aria.

Coloro che avevano stabilito di acquistarli rivolsero la propria attenzione al televisore a colori.

Questa è, insieme al boom determinato dal lancio di Apollo 11, la ragione per cui si sono avute forti vendite nel perio-

do luglio, agosto, settembre 1969. Questi tre mesi sono solitamente noti per la scarsezza di vendite dei televisori e delle altre forniture domestiche.

L'avvenimento di Apollo 11, poi ha fatto aumentare le vendite di televisori a colori a 420.000 unità, in giugno, e l'ascesa è continuata in luglio fino a raggiungere le 430.000 unità. Le vendite hanno proseguito su questa strada, grazie anche ad Apollo 12, fino ad ottobre, mantenendosi ad un livello di 430.000 apparecchi al mese. E questa era la situazione quando poi cominciarono le vendite di fine d'anno.

Naturalmente ciò che maggiormente ha inciso sul forte numero di vendite di televisori a colori è stato un generale incremento del reddito dei giapponesi che li ha posti in condizione di potersi permettere questo genere di acquisto.

Un altro fattore lo dobbiamo ricercare nel progresso compiuto nella loro produzione in serie che è sfociato in un aumento della qualità ed in una diminuzione dei prezzi.

C'è stato anche un grande aumento nel numero delle trasmissioni a colori, ed ora più dell'80% dei programmi trasmessi durante le « ore d'oro » sono a colori.

Attualmente sono disponibili due differenti tipi di televisori a colori il tipo « shadow mask » ed il tipo « trinitron ». Questo ultimo prodotto soltanto dalla Sony è completamente transistorizzato mentre il primo, adottato da tutti gli altri costruttori, è disponibile in versioni ibride. La Hitachi, Ltd ne produce un tipo interamente transistorizzato. Per l'industria è interessante vedere in che misura il « trinitron » della Sony potrà scalfire la positiva tenuta dal televisore a colori « shadow mask ».

La Sony e la Hitachi, nella campagna delle vendite di fine d'anno, sottolinearono il basso consumo di energia dei loro apparecchi, mentre la Matsushita Electric Ind. Co., Ltd., la Tokyo Shibaura Electric Co, Ltd ed altri costruttori posero in rilievo che i loro modelli erano completamente automatici e facili da regolare. I modelli più venduti sono quelli da 19 pollici che hanno un prezzo di circa 530 dollari.

Si stanno attuando intense campagne per promuovere le vendite dei televisori a colori da 12, 13, 15 e 16 pollici, adatti principalmente a coloro che vivono in piccoli appartamenti, ma le vendite dei modelli da 19 pollici ammontano ancora al 70-80% delle vendite totali. Fino ad oggi, i televisori a colori sono stati acquistati da persone che hanno un reddito annuale superiore a 2778 dollari, ma i costruttori sperano di allargare il mercato fino a comprendere anche coloro con un reddito di circa 2200 dollari. Per questo scopo essi stanno introducendo un tipo popolare di televisore da 19 pollici a basso costo e ne incoraggiano l'acquisto a rate.

I fabbricanti giapponesi di apparecchi televisivi a colori prevedono che le vendite interne quest'anno saranno molto vicine a 4,3 milioni di apparecchi. La Electronic Industries Association giapponese ha già previsto che nel 1971 le vendite interne raggiungeranno i 4,8 milioni di unità, nel 1972 i 5,2 milioni e nel 1973 i 5,6 milioni.

3 ELETTRODOMESTICI: LA PRODUZIONE SI BASA SULL'EXPORT

Nei 4,7 milioni di frigoriferi, 2,5 di lavatrici, 600 mila lavastoviglie, 3 milioni di ferri da stiro, si condensano alcuni tra i più interessanti risultati produttivi 1969 del settore elettrodomestici. Sono indicazioni dovute all'IRMAR, Istituto di ricerche di gestione e di mercato, diretto

dal prof. Antonino Renzi, che ha concluso la elaborazione dei dati relativi alla produzione dell'industria meccanica italiana. Tali dati riguardano i consuntivi del 1969 e le previsioni del 1970.

Secondo l'indagine 1 milione di frigoriferi, 350 mila lavastoviglie, 1,2 milioni di lavabiancheria corrispondono alla domanda nazionale, giunta a notevoli gradi di saturazione. Soltanto le lavastoviglie presentano ancora un limitato grado di diffusione.

I consuntivi di produzione segnalati all'IRMAR dalle aziende nazionali che operano nel settore degli elettrodomestici mostrano ancora una volta una buona impostazione produttiva; ma il «boom» è mancato per le ben note pause dell'autunno sindacale. Fino al settembre 1969 il settore procedeva ad un ritmo di aumento nell'ordine del 16% preannunciando nuovi record produttivi. L'autunno ha ridotto questo entusiasmo produttivo ed il settore, globalmente considerato, ha fatto registrare un incremento nella produzione che, espresso in termini di numero, si aggira in termini al 9%.

I dati strutturali sulla dinamica della domanda confermano che il settore è largamente condizionato dalla domanda estera, la quale contribuisce ad assorbire la produzione italiana con aliquote che raggiungono in talune classi di prodotti anche il 70%.

La sintesi delle informazioni quantitative elaborate dall'IRMAR permette di fissare per il 1970 un tasso di incremento del 13%.

Dai consuntivi del 1969 risulta che i piccoli elettrodomestici ed i frigoriferi fino a 135 l manifestano una intonazione calma, con un tasso di aumento medio relativo al 1969 del 5% circa, mentre i frigoriferi di massima capacità e le lavastoviglie continuano a manifestare andamenti molto sostenuti che si traducono in un aumento anche del 20%.

Bene impostate risultano alcune classi che in precedenza avevano dato segno di stanchezza, ma che grazie alle richieste del mercato estero manifestano una nuova, sia pure fluttuante, ripresa produttiva. Le cucine a gas e gli scaldabagni, hanno infatti dimostrato un incremento per il 1969 intorno al 18% circa.

Il fatto nuovo che si inserisce nel suddetto quadro, è il notevole aumento delle percentuali produttive previste per alcuni beni. Non mancano comunque all'interno del settore cambiamenti di orientamento, specialmente nei piccoli frigoriferi, che presumibilmente dimostreranno per il 1970 una fase discendente.

Rimarchevoli sono invece gli incrementi previsti per le rimanenti classi di elettrodomestici ed in particolare per le lavastoviglie, i frigoriferi di media e alta capacità e le cucine.

4 L'ELETTRONICA AL SERVIZIO DELLE IMPRESE

L'industria italiana e straniera è stata ampiamente rappresentata quest'anno alla 17ª Rassegna elettronica nucleare, inaugurata a Roma dal ministro per la Ricerca scientifica, senatore Bo.

Rispetto alle precedenti rassegne, l'attuale ha presentato quest'anno un panorama praticamente totale delle più recenti realizzazioni dell'industria italiana nei settori spaziale, elettronico e nucleare. Tutte le grandi imprese erano presenti con i risultati tecnologicamente più avanzati, con le realizzazioni più moderne in campo elettronico.

Tracciare un quadro completo di tutti i prodotti dell'industria italiana esposti, sarebbe virtualmente impossibile, ci limitiamo quindi ad indicare le maggiori partecipazioni delle nostre imprese. Come abbiamo già riportato la Fiat è stata presente con un grande stand dove l'attività di ricerca è ampiamente illustrata al pari delle applicazioni industriali nei settori produttivi automobilistici. Le attività elettroniche della Fiat in campo aerospaziale erano invece presentate nello stand Aeritalia, la società recentemente costituita tra Fiat e Finmeccanica.

"Questo marchio viene applicato solamente dopo che 81 tecnici hanno controllato la valvola"

Tutti riconoscono un prodotto di alta qualità.

Essi lo indicheranno in particolare, e lo consiglieranno.

È per questo che la BRIMAR dedica una cura scrupolosa alla realizzazione delle sue valvole.

Ognuna di esse passa per ben 81 diverse mani esperte.

Le valvole sono controllate in ogni fase della catena di montaggio e, al termine della stessa, collaudate al 100%.

Una differenza microscopica oltre i limiti di tolleranza non è assolutamente accettabile per la BRIMAR.

Ogni valvola, dichiarata idonea, deve risultare, per tutti gli 81 tecnici, la più perfetta possibile, perfezione, questa, raggiungibile solo grazie alle più moderne attrezzature.

Solo allora le valvole sono pronte per portare il marchio BRIMAR.

BRIMAR

Le produzioni della Fiat

Nello stand Fiat sono stati presentati, tra l'altro, i seguenti elementi: **Nuova saldatrice** allo stato solido. Il controllo è eseguito con circuiti integrati per la logica e diodi controllati per la potenza; **Controllo numerico:** trattasi di un'apparecchiature da applicare a complessi di macchine operatrici per raggiungere il loro completo controllo automatico con programma a registrazione su nastri perforati. La Fiat ha presentato inoltre un analizzatore di dati di funzionamento macchine utensili ed un elaboratore di dati per complessi di macchine operatrici, nonché dei sistemi logici modulari per applicazioni industriali.

La Finmeccanica, oltre ad essere presente nello stand dell'**Aeritalia,** ha partecipato alla rassegna, in un'area espositiva di quasi 600 metri quadri, con nove aziende. Tra queste la **Oto Melara** che sviluppa per il settore spaziale sistemi e componenti relativi alla propulsione orbitale, impiegando propellenti liquidi di elevato impulso specifico. La **San Giorgio Elettronica** ha presentato numerosi sistemi idraulici per attuatori, aerei e missili; nel campo dei servosistemi fornisce complessi di asservimento di grandi antenne per l'inseguimento automatico di controllo e traiettoria per satelliti di telecomunicazioni. Nel campo elettronico una presenza particolare è stata quella della **Selenia** dedicata in particolare al settore delle ricerche. La società ha esposto, tra l'altro, un laser in funzione per la visualizzazione di un ologramma che oltre a presentare una fedele visione tridimensionale della realtà, apre prospettive estremamente interessanti di applicazione scientifica.

In campo elettronucleare la Finmeccanica ha contribuito alle forniture di componenti ed apparecchiature — presentati alla rassegna — per le numerose centrali elettronucleari che entreranno in funzione in Italia nel corso degli anni '70. Erano presenti infine l'**Ansaldo Meccanico Nucleare,** a cui è stata affidata dall'Enel la realizzazione della IV Centrale nucleare italiana, e la **Società Italiana Impianti,** già nota per le sue realizzazioni nei settori siderurgico, termotecnico e petrolchimico. L'attività di ricerca era inoltre documentata alla rassegna dall'USEA, sempre del gruppo Finmeccanica.

Naturalmente anche il **Gruppo STET** era presente alla rassegna di Roma attraverso le società del gruppo interessate alla produzione ed all'applicazione dell'elettronica nei suoi vari aspetti. Le realizzazioni più recenti erano infatti presentate dalla **Società Italiana Telecomunicazioni Siemens** con una serie di apparecchiature « modem » per la trasmissione anche di dati in parallelo su linee telefoniche alla velocità di 20-40 caratteri al secondo.

I circuiti integrati

La **Ates - Componenti elettronici** era presente con la sua produzione di semiconduttori e di circuiti integrati. La **Società Eltel** era parimenti presente alla rassegna con tre delle sue realizzazioni, in particolare tubi catodici da 24 pollici per apparecchi televisivi.

Per il Gruppo STET erano inoltre presenti: il **CSELT,** che svolge essenzialmente un'attività di ricerca e consulenza tecnica e scientifica e che ha esposto le sue recenti realizzazioni, tra cui un concentratore semielettronico di traffico con struttura ad albero. La **SIP,** le cui attività erano rappresentate in un altro settore della rassegna, è stata presente con gli ultimi apparecchi addizionali e della filodiffusione, esemplificati dal telefono « Grillo » e dal « Diffy ». La **Italcable** era presente con una illustrazione del sistema cablofonico TAT/5 MAT 1, che costituirà da aprile il primo collegamento telefonico diretto in cavo sottomarino tra l'Italia e gli Stati Uniti. Del gruppo, infine, erano presenti la **Telespazio** (telecomunicazione via satelliti), la **Sirti** (reti telefoniche urbane) e lo **STS,** Consorzio costituito per la progettazione e le forniture di installazioni, di apparecchiature per stazioni e sistemi fissi per telecomunicazioni via satelliti ad uso civile.

Hanno completato la rassegna, oltre alla partecipazione di altre imprese nazionali ed estere, i padiglioni dei ministeri dei Trasporti, dei Lavori Pubblici e della Difesa, delle Poste e delle Telecomunicazioni.

Durante la mostra si sono svolti incontri e convegni ad alto livello.

VOCABOLARIO

INGLESE
ITALIANO
FRANCESE
SPAGNOLO
TEDESCO

dei termini tecnici relativi alla televisione e le antenne

Lettera C

269 **contrast control** - controllo del contrasto (regolatore) - *régulateur du contraste - regulador de contraste - Kontrastregler.*

270 **contrast ratio** - rapporto del contrasto - *rapport du contraste - relacion de contraste - Kontrastverhältnis.*

271 **contrast reduction** - riduzione del contrasto - *perte de contraste - reducion del contraste, perdida de contraste - Kontrastminderung.*

272 **control desk** - banco di manovra di controllo - *pupitre de commande - pupitre de control - Regiepult.*

273 **corkscrew antenna** - antenna elicoidale - *antenne hélicoïdale - antena helicoidal - Spiralantenne, Schraubenantenne.*

274 **corner antenna** - antenna angolare, a riflettore angolare - *antenne à réflecteur angulaire - antena con reflector angular - Winkelreflektorantenne.*

275 **corner reflector** - riflettore angolato - *réflecteur à coins - reflector angular - Winkelreflektor.*

276 **correcting coil** - bobina di correzione - *bobine de correction - bobina correctora - Korrektionsspule.*

277 **correcting lens** - lente di correzione - *lentille de correction - lente correctora - Korrektionslinse.*

278 **corrector circuit** - circuito di correzione - *circuit correcteur - circuito de correccion - Korrektionskreis.*

279 **counterpoise** - contrappeso - *contrepoids - contra-antena - Gegengewicht.*

280 **counting circuit** - contatore di frequenza - *circuit de comptage - contador de frecuencia - Frequenzteiler, Zählerkreis.*

281 **coverage** - portata, copertura (di una data zona) - *région balayée - cobertura - abgetastetes Gebiet.*

282 **coverage pattern** - diagramma della portata, della zona coperta - *périmetre de la région balayée - diagrama de cobertura - Umriss des abgetasteten Gebietes.*

283 **creepie-peepie** - trasmettitore TV portatile - *émétteur portatif de télévision - transmisor portatil de television - tragbarer Fernsehsender.*

284 **crest factor** - fattore di cresta - *facteur de crête - factor de cresta - Spitzenfaktor.*

285 **crossed antennas** - antenna a dipoli incrociati - *dipôles croisés - dipolos cruzados - Kreuzdipol.*

286 **crossed-coil antenna** - antenna a bobina (quadri) incrociati - *antenne à cadres croisés - antena de cuadros cruzados - Kreuzrahmenantenne.*

287 **crossed-loop antenna** (vedere n. 286).

288 **cross modulation** - modulazione incrociata - *intermodulation, transmodulation - modulacion cruzada - Kreuzmodulation.*

289 **cue lights** - lampade, luci, da segnalazione - *lampes de signalisation - luces de codigo, indicadoras - Tanenbaum, Studiosignallampem.*

290 **cursor** - cursore - curseur - cursor - *Peilzeiger.*

291 **curtain aerial array** - antenna a cortina - *rideau ondulé directionnel - antena en cortina - Dipolebenenanordnung.*

292 **curvature of the field** - curvatura del campo em - *courbure du champ - curvatura del campo - Bildfeldwölbung.*

293 **cut paraboloid reflector** - riflettore paraboloide asimmetrico, tagliato - *réflecteur parabolique coupé, déformé - reflector parabolico asimetrico - unsymmetrischer Paraboloidreflektor.*

294 **cutting** - dissolvenza istantanea - *changement brusque de séquences - cambio brusco de toma, mutacion repentina - scharfe überblendung.*

295 **cylindrical reflector** - riflettore cilindrico - *réflecteur cylindrique - reflector cilindrico - Zylinderreflektor.*

Lettera D

296 **damping** - smorzamento - *amortissement - amortiguamiento - Dämpfung.*

297 **damping diode** - diodo smorzatore - *diode amortisseur - diodo amortiguador - Dämpfungsdiode.*

298 **DC component** - componente in corrente continua - *composante de courant continue - componente de cc - Gleichstromkomponent.*

299 **DC restorer diode** - diodo di reinserzione della componente cc - *diode du niveau - valvula restauradora de cc - Schwarzsteuerdiode.*

300 **dead spot** - zona morta - *zone morte - zona muerta - tote Zone.*

301 **dead studio** - studio senza eco, senza riverbero, studio sordo - *studio sourd - studio muerto - nachhallfreises Studio.*

302 **decelerating electrode** - elettrodo ritardatore - *électrode de freinage - electrodo de retardacion - Bremselektrode.*

303 **decoding** - traduzione in chiaro (di una comunicazione cifrata) - *décryptage - desciframiento - Entschlüsselung.*

304 **deep dimension picture** - effetto di profondità dell'immagine - *image en profondeur - imagen con efecto de profundidad - durchgezeichnetes Bild.*

305 **definition** - definizione - *définition - definicion - Auflössung.*

306 **deflection** - deviazione - *déviation - desviacion - Ablenkung.*

307 **deflection coil** - bobina di deflessione, di deviazione - *bobine de déviaprofundidad - durchgezeichnetes Bild.*

308 **deflection defocussing** - sfocalizzazione del pennello elettronico - *élargissement du spot - desenfoque del haz - Ablenkungsdefokussierung.*

309 **deflection voltage** - tensione di deviazione - *tension de déviation - tension de desviacion - Ablenkspannung.*

310 **deflector plate** - placca, anodo. di deviazione - *plaque de déviation - placa para desviacion - Ablenkplatte.*

311 **delayed scanning** - esplorazione, analisi, ritardata - *balayage différé - exploracion retardata - verzögerte Abtastung.*

312 **delayed synchronization signal** - segnale di sincronizzazione ritardata - *signal de synchronisation différé - señal de sincronizacion retardata - verzögertes Synchronisiersignal.*

313 **Delta-matched impedence antenna** - antenna con adattatore di impedenza a Delta - *antenne à adaptation Delta - antena adaptada en Delta - Delta-Antenne.*

314 **detail contrast ratio** - rapporto del dettaglio (di contrasto) - *rapport de contraste des détails - relacion de*

FD 5

Vittoria Solinas

filodiffusore stereofonico

CARATTERISTICHE TECNICHE

Interamente transistorizzato - Funziona in modo autonomo in riproduzione monoaurale ed in unione ad un amplificatore stereo consente la ricezione del canale stereofonico della filodiffusione - Selezione del canale con tastiera.

Potenza di uscita mono: 3-5 W
Risposta di frequenza: 20 ÷ 15.000 Hz
Distorsione: 2%
Rapporto segnale/disturbo: 70 dB
Alimentazione universale
Dimensioni: 430 x 265 x 130.

G.B.C. QUALITÀ ● G.B.C. GARANZIA ● G.B.C. GIUSTO PREZZO

contraste de detalle - Einzelheiten-kontrastverhältnis.

315 **detector balanced bias** - polarizzazione automatica di rivelazione - *polarisation automatique du détecteur - polarizacion automatica de detector*

316 **dielectric** - dielettrico - *diélectrique - dielectrico - dielektrische.*

317 **diplexer** - mescolatore di antenna - *mélangeur d'antenne - diplexer - Doppelzweckantenne, Fernsehbrückenweiche.*

318 **dipole** - dipolo - *dipôle, doublet - dipolo - Dipol.*

319 **direct current** - corrente continua - *courant continu - corriente continua - Gleichstrom.*

320 **direct feed of the aerial** - alimentazione diretta dell'antenna - *attaque directe d'antenne - alimentacion directa de la antenna - direkte Anntennenspeisung.*

321 **directional antenna** - antenna direttiva - *antenne directionelle, dirigée - antenna direccional, dirigida - Richantenne.*

322 **directional pattern** - diagramma di radiazione, direttivo, diagramma polare - *diagramme de rayonnement, polaire - diagrama de radiacion, entrelazado de puntos - Polardiagramm, Richtdiagramm.*

323 **direction finder** - radiogoniometro - *radiogoniomètre - radiogoniometro - Richtungssucher.*

324 **directive gain** - guadagno (di un'antenna direttiva) - *gain d'une antenne dirigée - ganancia de antena dirigida - Antennenrichtungsgewinn.*

325 **directivity diagramm** - (vedere 322).

326 **director** - direttore - *directeur - director - Direktor.*

327 **director's console** - banco di manovra, di controllo, di regia - *pupitre de commande - pupitre de control - Regiepult.*

328 **direct view tube** - (vedere 329).

329 **direct vision tube** - tubo a visione diretta - *tube à vision directe - tubo de vision directa - Direktröhore.*

330 **direct wave** - onda diretta - *onde directe - onda directa - direkte Welle.*

331 **disc antenna** - antenna a disco - *antenne en nappe - antena de disco - Scheibenantenne.*

332 **discone antenna** - antenna disco-conica - *antenne disque-cône - antena disco cono - Antenne aus Scheiben-Konus-Kombination.*

333 **discriminator** - discriminatore - *discriminateur - discriminador - Diskriminator.*

334 **dismountable mast** - sostegno, palo, albero smontabile - *mât démontable - mastil desmontable - ausfahrbarer Mast, Steckmast.*

335 **distortion** - distorsione - *distortion - distorsion - Verzerrung, Verzeichnung.*

336 **disturbance** - disturbo, interferenza, perturbazione - *brouillage, interférence, perturbation - perturbacion - Begleiteffekt, Störung.*

337 **doll buggy** - carello per telecamera - *chariot pour camera - carro portacamara - Kamerawagen, Dolly.*

338 **dolly out** - arretramento della camera, del carrello - *travail en dehors - alejamiento de la camara - Zurückfahren, des Kamerawagens.*

339 **dot interlacing** - interlacciamento punto per punto - *analyse par points successifs - entrelazado de puntos - Punktsprungverfahren, Zwischenpunktabtastung.*

340 **double image** - immagine fantasma, immagine sdoppiata, doppia immagine - *image double, fantôme - imagen eco, fantasma - Echobild, Geist, Geisterì bild, Schattenbild.*

341 **double-tuned circuits** - circuiti accoppiati a doppia sintonia - *circuits couplés à double accord - circuitos acoplado con doble sintonizacion - gekoppelte Kreise, mit zweifacher Abstimmung.*

342 **downcoming wave** - onda riflessa, di ritorno - *onde réfléchie - onda reflejada - Raumwelle.*

343 **drag antenne** - antenna pendente, rettratile - *antenne pendante - antena colgante - Anhängeantenne, Schleppantenne.*

344 **driven antenna** - antenna ad alimentazione diretta - *antenne à attaque directe - antena con alimentacion directa - direkt gespeiste Antenne.*

345 **driving pulse** - impulso di eccitazione - *impulsion excitatrice - impulso de excitation - Treiberimpuls.*

346 **driving signal** - segnale di eccitazione - *signal d'excitation - señal d'excitacion - Treibersignal.*
347 **driving stage** - stadio eccitatore - *étage excitateur - etapa de excitacion - Treiber, Treiberstufe.*
348 **dumb antenna** - antenna non risonante - *antenne non résonante - antena no resonante - verstimmte Antenne.*
349 **dummy antenna** - antenna fittizia, artificiale - *antenne fictive - antena artificial - Ersatzantenne, künstliche Antenne.*
350 **duplexer** - antenna con relé ricezione-trasmissione - *antenne a relais émission-réception - antena conmutador transmitir-recibir - Simultanantenne, Zweiwegantenne.*
351 **duty cycle** - ciclo di servizio, di funzionamento - *cycle de travail - ciclo de trabajo - Tastverhältnis.*

Lettera E

352 **earth aerial** - antenna interrata - *antenne enterrée - antena enterrada - Erdantenne.*
353 **earth rod** - picchetto di presa di terra - *piquet de prise de terre - piquete de toma de tierra - Erdungsstage.*
354 **easy control** - controllo di comodo, semplificato, semplice - *commande simple - manejo facil - Bedienungskomfort.*
355 **echo** - eco - *écho - eco - Echo.*
356 **echo box** - risuonatore per eco artificiale, cassa acustica per eco - *cavité résonnante d'echos artificiels - caja de ecos, resonador para ecos artificiailes - Echohohlraumresonator.*
357 **echo cancellation** - soppressione dell'eco - *suppression des échos - supresion de ecos - Echounterdrückung.*
358 **echo image** - immagine eco, fantasma, sdoppiata - *image double, eco - imagen eco, fantasma - Echobild, Geisterbild.*
359 **effective height** - altezza effettiva (di un'antenna) - *hauteur effective - altura efectiva - wirksame Höhe.*
360 **effective radiated power** - potenza effettiva di irradiazione - *énergie rayonnée efficace - potencia efectiva de radiacion - wirkliche Strahlungsleistung.*
361 **efficiency diode** - diodo economizzatore, di guadagno - *diode économisatrice shunt - diodo de ganancia - Schalterdiode.*
362 **electrical centring** - centro elettrico - *centrage électrique - centrado electrico - elektrische Zentrierung.*
363 **electron camera** - camera elettronica - *camera électronique - camara electronica - Elektronenkamera.*
364 **electron gun** - cannone elettronico - *canon à électrons, électronique - cañon electronico - Elektronenkanone.*
365 **electron beam** - fascio, pennello elettronico - *faisceau électronique - haz electronico - Elektronenbündel, Elektronenstrahl.*
366 **electronic scanning** - esplorazione, analisi elettronica - *balayage, analyse électronique - exploracion electronica - electronische Abtastung.*
367 **electron lens** - lente elettronica - *lentille électronique - lente electronica - Elektronelinse.*
368 **electron switch** - commutatore elettronico - *commutateur électronique - commutador electronico - elektronischer Schalter.*
369 **elevation angle** - angolo di elevazione - *angle d'altitude - angulo de altura - Höhenwinkel.*
370 **equalizing pulse** - impulso d'equilizzazione - *impulsion d'égalisation - impulso de igualacion - Ausgleichsimpuls, Halbzeilenimpuls.*
371 **equal-signal white** - zona del segnale bianco medio - *blanc moyen - blanco medio - Mittelweiss.*
372 **extended double Zepp antenna** - antenna Zeppelin a dipolo prolungato - *antene dipôle prolongée - antena a dipolo alargado - verlängerte Doppel-Zeppelinantenne.*
373 **extension mast** - antenna, palo telescopico - *antenne télescopique - mastil telescopico - Teleskopmast.*
374 **exterior aerial** - antenna esterna - *antenne extérieure - antena exterior - Aussenantenne.*
375 **extinction voltage** - tensione di spegnimento, di estinzione, di disinnesco - *tension d'extinction - tension de extincion - Löschspnnung.*
376 **extra-high tension** - tensione altissima, extra alta - *très haute tension - extra alta tension - Höchstspannung.*

Lettera F

377 **factor of merit** - (vedere 378).
378 **factor of quality** - fattore di merito di qualità - *coefficient de qualité - factor de merito - Gütefaktor.*
379 **fade in** - apparizione (dei segnali) graduale - *apparition graduelle - aparicion gradual - weiche überblendung.*
380 **fade out** - scomparsa, dissolvenza graduale (dei segnali) - *disparition graduelle - desvanecimiento gradual - weich überblendung.*
381 **fade over** - mescolazione graduale - *fondu enchaîné - mezclado gradual - weiche überblendung.*
382 **fast time gain control** - controllo differenziale del guadagno - *réglage à faible constante - control diferencial de ganancia - zeitabhängige Stärkeregelung.*
383 **feeder** - linea di alimentazione - *legne d'alimentation - linea de alimentacion - Speiseleitung.*
384 **ferrite rod antenna** - antenna a nucleo di ferrite - *antenne à tige de ferrite - antena de barra de ferrite - Ferritstabantenne.*
385 **fidelity** - fedeltà - *fidélité - fidelidad - Wiedergabetreue.*
386 **field pick-up** - ripresa panoramica dell'esterno - *prise de vue à l'extérieur - transmision de exteriores - Aussenaufnahme.*
387 **field strength meter** - misuratore della intensità di campo - *mesureur de l'intensité de champ - medidor de intensidad de campo - Feldstarkemesser.*
388 **final anode** - anodo finale - *anode de sortie - anodo final - Endanode.*
389 **fine adjustement** - regolazione fine - *réglage précis - ajuste fino - Feinregelung.*
390 **fine scanning** - analisi ad alta definizione - *balayage à haute definition - exploracion cercana - Feinabtastung.*
391 **fine tuning control** - comando per la sintonia fine - *bouton de réglage précis - regulador fino de sintonia - Feinregler.*
392 **first harmonic** - onda fondamentale - *onde fondamentale - onda fundamental - Grundwelle.*
393 **fixed antenna** - antenna fissa - *antennefixe - antena fija - Fest-antenne.*

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

I LETTORI CI SCRIVONO

Sig. MARCHESI R. - Genova
Desidera avere delle delucidazioni circa la costruzione di un certo numero di circuiti equalizzatori da applicare ad un amplificatore, per la corretta riproduzione di vecchi dischi a 78 giri, di differenti case, e di altri a 33 e 45 giri.

Come lei richiede sui circuiti equalizzatori, avremo occasione di intrattenerci a lungo su questa stessa rivista, trattandosi di un argomento alquanto importante e di attualità.

Per quanto concerne la seconda parte del suo quesito dobbiamo farle notare che l'impiego di equalizzatori, per le varie velocità, che si adattino alle modalità di incisione adottate dalle molte case produttrici di dischi è valido soltanto per amplificatori ad altissima fedeltà. Inoltre l'amplificatore nel quale il locale è installato dovrà consentire che la riproduzione sia veramente ad alta qualità altrimenti si corre il rischio di rendere del tutto inutili le modifiche circuitali da lei proposte, e vale la pena di orientarsi verso un circuito equilizzatore di uso generale, come quello inviatoci in visione.

Se è vero infatti che l'alta fedeltà è una conquista del nostro tempo bisogna fare attenzione di non finire con l'esagerare altrimenti si rischia di conseguire dei risultati nettamente opposti a quelli desiderati con notevole perdita di tempo e di quattrini.

Nelle figure dall'1 al 10 riportiamo una serie di circuiti

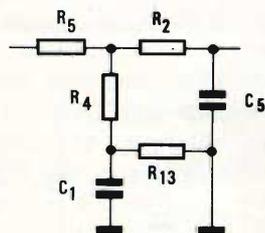



Fig. 3 - Equalizzatore Columbia 33 giri dischi Bach Guild, Cetra - Soria, Columbia LP, HMV, Vanguard, Vox.

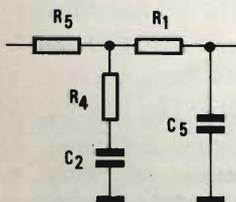



Fig. 1 - Equalizzatore AES, dischi Capitol, Decca, Mercury (moderni) Westminster.

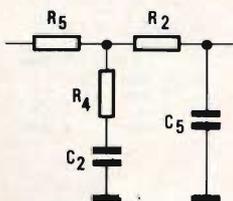



Fig. 2 - Equalizzatore Columbia 78 giri.

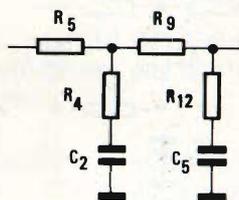



Fig. 4 - Equalizzatore Decca FFRR 78 giri.

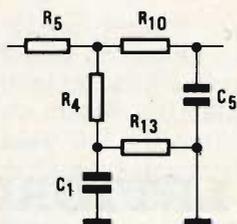



Fig. 5 - Equalizzatore London - FFRR Decca 33 e 45 giri.

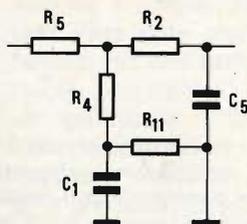



Fig. 6 - Equalizzatore BARTB (Vecchia NAB) dischi 33 giri Artist, Tempo Westmenster ecc.

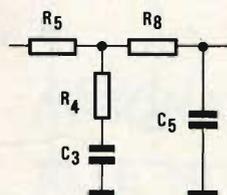



Fig. 7 - Equalizzatore RCA Victor dischi tipo vecchio.

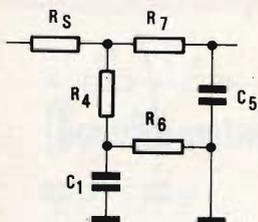



Fig. 8 - Equalizzatore RCA Victor dischi nuovi per tutte le velocità.

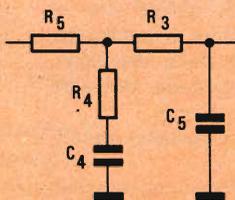



Fig. 9 - Equalizzatore 250 Hz dischi Europei Columbia, Cetra HMV a 78 giri.

equalizzatori adatti per la correzione delle curve di incisione dei dischi in relazione alle modalità seguite dalle case costruttrici.

Il valore dei vari componenti è il seguente:

Resistori: $R_1 = 24$ kΩ; $R_2 = 43$ kΩ; $R_3 = 6.800$ Ω; $R_4 = 7.500$ Ω; $R_5 = 330$ kΩ; $R_6 = 82$ kΩ; $R_7 = 30$ kΩ; $R_8 = 27$ kΩ; $R_9 = 2.700$ Ω; $R_{10} = 20$ kΩ; $R_{11} = 68$ kΩ; $R_{12} = 5.100$ Ω; $R_{13} = 39$ kΩ.

Condensatori: $C_1 = 0,04$ μF; $C_2 = 0,05$ μF; $C_3 = 0,03$ μF; $C_4 = 0,08$ μF; $C_5 = 0,002$ μF.

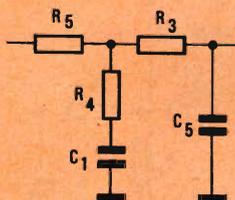



Fig. 10 - Equalizzatore 500 Hz dischi a 78 e 33 giri europei del 1950 e americani esclusi Capitol, Concert Hall, Victor.

Sig. MORCHI G. - Genova
Installazione di antenne

Come abbiamo più volte precisato la disposizione fondamentale che regola l'installazione degli aerei esterni per le ricezioni circolari radio e TV è la legge 6 maggio 1940 n. 554 la quale fa obbligo ai proprietari degli stabili od appartamenti di non opporsi alla installazione nella loro proprietà degli aerei agli abitanti degli stabili, purché le installazioni siano conformi alle norme tecniche contenute nell'articolo 78 del regio decreto 3 agosto 1928 n. 2295. Questo decreto prescrive che nell'impianto e nell'uso degli aerei gli utenti sono tenuti ad adottare, sotto la loro responsabilità, tutti i mezzi consigliati dalla tecnica e dalla pratica ai fini della sicurezza dell'impianto e del suo regolare funzionamento, e perché, anche nel caso della vicinanza di altri impianti elettrici, non possa essere arrecato alcun danno né alle persone né alle cose.

In mancanza di ogni distinzione la suddetta legge è applicabile a qualsiasi tipo di antenna e quindi anche a quelle destinate alla ricezione FM e TV.

Pertanto il proprietario, ove siano osservate dall'inquilino le norme tecniche prescritte, non può opporsi alla installazione delle antenne, salvo il suo diritto ad ottenere il risarcimento per eventuali danni arrecati all'immobile.

Coloro che non intendono più servirsi dell'aereo, oppure cambino residenza, devono provvedere a proprie spese *a rimuovere l'aereo e, ove sia necessario, alle* conseguenti riparazioni della proprietà.

Il regio decreto 11 dicembre 1941, n. 1555 afferma invece, fra l'altro, che negli edifici con più di 10 appartamenti da costruirsi nei comuni che abbiano popolazione superiore ai 100.000 abitanti devono essere previste le canalizzazioni per l'impianto di antenna collettiva.

Sig. BORGHI G. - Milano
Dispositivo per il controllo della intensità della luce domestica

In figura 11 è illustrato lo schema di un regolatore della luce domestica, noto con il termine anglo-sassone di dimmer, nel quale sono utilizzati soltanto due diodi controllati planari al silicio del tipo SGS - BTX60 e pochi componenti, e che può essere impiegato per controllare con continuità un impianto di luce domestica da 300 W.

Il circuito in questione presenta i seguenti notevoli vantaggi:

1) di essere collegato in serie al carico semplificando notevolmente le operazioni di installazione.

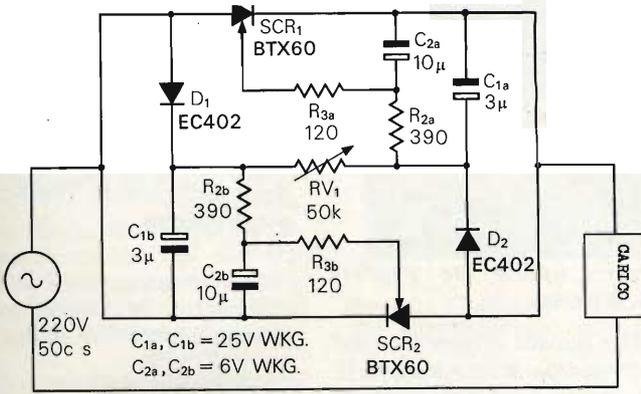



Fig. 11 - Dispositivo elettronico (dimmer) per il controllo della intensità della luce domestica. Carico ammesso 300 W.

2) non è richiesto nessun inserimento nella linea di ritorno per ottenere dei segnali di controllo.

3) la corrente di carico è sopportata esclusivamente dai diodi e non passa attraverso gli altri componenti.

4) la tensione interessa soltanto i diodi ed il resistore di controllo RV_1 ma non gli altri componenti.

5) La potenza assorbita dal circuito è trascurabile e quindi consente l'impiego di componenti aventi dimensioni ridotte, di modo che l'apparecchio può essere collocato nello spazio normalmente destinato agli interruttori della luce.

I componenti impiegati nel suddetto circuito dovranno essere scelti con le seguenti caratteristiche:

RV_1	50 kΩ	2 W	220 V
R_{2a}	390 Ω	1/4 W	
R_{2b}	390 Ω	1/4 W	
R_{3a}	120 Ω	1/4 W	
R_{3b}	120 Ω	1/4 W	
C_{1a}	3 μF		25 V
C_{1b}	3 μF		25 V
C_{2a}	10 μF		6 V
C_{2b}	10 μF		6 V
D_1	EC402 SGS		
D_2	EC402 SGS		
SCR_{1-2}	BTX60 SGS		

Sig. DOMENICHINI A. Modena
Radiotelefoni per imbarcazioni da diporto

Con riferimento al suo quesito, le confermiamo che il certificato limitato di radiotelefonista per il naviglio minore è richiesto per usare gli apparati previsti con apposito decreto ministeriale nella gamma marittima compresa fra 1600 e 3000 kHz.

Essendo lei in possesso di una modesta imbarcazione a vela, e tenuto conto del genere di comunicazioni alle quali sarebbero destinati i due radiotelefoni, sono da ritenersi valide le disposizioni ministeriali delle quali abbiamo dato notizia nel n. 7/1969 di SELEZIONE RADIO TV, nell'articolo: « Radio e turismo nautico », *e che si riferiscono all'impiego di apparecchi rice-trasmittenti sulla frequenza di 27,12 MHz. Notizie più precise in merito potrà ottenerle dalla locale sede della Lega Navale Italiana, che dovrebbe assumersi la responsabilità del servizio in questione.*

Potremo procurarle fotocopia dell'elenco dei radiofari italiani e jugoslavi, aggiornato al 31 dicembre 1969 dietro invio dell'importo di lire 3.000.

Sig. PARODI R. - Genova
Oscilloscopi per controllo motori

Esistono parecchie ditte che hanno realizzato oscilloscopi destinati al controllo dei macchinari ed in particolare dei motori a scoppio.

Fig. 12 - Esempio di applicazione pratica di sistema analizzatore per macchine della Tektronix-Silverstar.

Fra queste ditte possiamo citare la TEKTRONIX, rappresentata in Italia dalla Silverstar di Milano, la quale recentemente ha messo in commercio due tipi di sistemi analizzatori per macchine costituiti da un oscilloscopio 561B o 564B, da due speciali cassetti intercambiabili, da un generatore di funzioni rotanti, da trasduttori, cavi ecc.

Con questo strumento, del quale in figura 12 è visibile la foto relativa ad una applicazione pratica, è possibile eseguire numerosissimi controlli di qualsiasi tipo di macchina fra i quali il controllo della pressione in funzione del tempo e del volume dei cilindri, e dei relativi rapporti, il controllo degli impianti di accensione durante il loro funzionamento e delle relative fasi di scoppio, l'analisi delle vibrazioni di qualsiasi genere, ecc.

La figura 13 rappresenta un diagramma di accensione di un motore a scoppio ricavato con apparecchiature di questo tipo.

Informazioni dettagliate potrà averle rivolgendosi a nostro nome alla ditta Silverstar.

Fig. 13 - Diagramma di accensione di un motore a scoppio ricavato con il sistema Tektronix. Curve: 1 pressione, 2 pre-ignizione, 3 accensione anticipata, 4 accensione ritardata, 5 detonazione, 6 accensione errata, 7 accensione normale.

Sig. COLOMBO M. Vigevano
Sig. MARTINI R. - Arezzo

Abbiamo disponibili alcune fotocopie della descrizione in lingua francese di un amplificatore per chitarra avente una potenza di 100 W modulati e di 75 W efficaci.

Questo amplificatore è provvisto di sei entrate: quattro per chitarra mescolabili fra loro, una per microfono e la sesta per pick-up, sempre con possibila di mixaggio.

Potremo inviare foto copia dell'articolo in questione dietro invio dell'importo di lire 2.500.

Sig. MARINO R. - Roma
Apparecchiature medicali elettroniche

L'argomento di cui alla sua richiesta è stato trattato sulla rivista Elettronica Oggi *numero 7/1969.*

La Hewelett-Packard ha recentemente messo in commercio un elettromiografo, il modello 1510A, a due canali che fornisce un'immagine su un oscilloscopio, a memoria e a persistenza variabile, ed una indicazione sonora tramite altoparlante. Lo stimolatore, transistorizzato, ed i circuiti amplificatori sono progettati principalmente per lo studio di anormalità nervose e muscolari e per controllare il processo di rigenerazione. La memoria dell'oscilloscopio consente di studiare, ed eventualmente di fotografare, una singola traccia anche un'ora dopo la sua apparizione sullo schermo, mentre il funzionamento in persistenza variabile permette di confrontare fra di loro risposte successive. In questo modo la misura della ve-

locità di conduzione dei nervi è notevolmente semplificata.

Nella normale EMG lo spazzolamento che genera la traccia è continuo e fornisce la base dei tempi per l'osservazione dei potenziali di origine muscolare del paziente, in assenza di stimolo esterno. In alterhativa, nella misura della conduzione dei nervi, la partenza della traccia è provocata da uno stimolatore contemporaneamente all'emissione dell'impulso di stimolazione.

Uno speciale tipo di spazzolamento a gradini, fornito come caratteristica standard, consente di espandere l'osservazione dei potenziali muscolari nel funzionamento EMG su quattro segmenti distanziati verticalmente il che corrisponde ad avere un'unica immagine su di uno schermo di 16 pollici. Nella conduzione nervosa, quattro impulsi successivi di stimolazione e le relative risposte sono presentati su quattro segmenti di schermo.

Per rendere più semplice la misura della velocità di conduzione nervosa sono contemplati un marcatore di riferimento ed una stimolazione ad impulsi accoppiati. La stimolazione a coppie di impulsi può essere impiegata per misure immediate della risposta di riflesso H cioè del periodo refrattario. Si può ottenere la tetanizzazione con una frequenza di ripetizione degli stimoli fino a 50 per secondo.

La larghezza di banda può essere scelta di 10 Hz, 1 kHz e 10 kHz; ciò consente di osservare anche potenziali miografici ad alta frequenza con notevoli caratteristiche di soppressione dei disturbi e di sensibilità sull'intera banda.

Lo strumento è corredato di elettrodi per la stimolazione e per il prelievo dei segnali. L'elettrodo di stimolazione è inserito in un solido contenitore di plastica che include anche il controllo di livello degli stimoli da 0 a 350 V, ed è realizzato in modo da essere facilmente mantenuto sul punto di stimolazione. Per il prelievo dei segnali viene fornita una serie di tre elettrodi superficiali più un elettrodo coassiale ad ago. La figura 14 si riferisce all' elettromiografo modello 1510A mentre in figura 15 è visibile la fotografia dell'oscillogramma per la determinazione del riflesso H usando il funzionamento a coppie di impulsi. Le stimolazioni avvengono in corrispondenza dell'inizio della spazzolata e dell'impulso del marcatore. Sensibilità: 2 mV/cm, scala dei tempi 20 ms/cm.

Fig. 14 - Uno strumento particolarmente indicato per la diagnosi e le ricerche chimiche; l'elettromiografo Hewelett-Packard modello 1510 A.

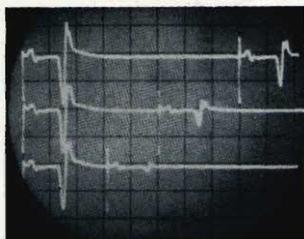



Fig. 15 - Oscillogramma relativo alla determinazione della risposta del riflesso H, ottenuto con l'elettromiografo HP-1510 A.

Per eseguire fotografie può essere impiegata la macchina fotografica HP modello 197A che si monta direttamente sulla ghiera dello schermo e può essere rimossa lateralmente quando non viene usata. Una luce ultravioletta all'interno della macchina fotografica illumina il reticolo dello schermo dell'oscilloscopio.

Sig. MARTINO G. - Roma
Preamplificatore a transistori

Le figure 16, 17, 18 e 19 si riferiscono ad un preamplificatore modulare a transistori, di classe elevata, realizzato in Inghilterra da J.L. Linsley Hood, i vari stadi del quale possono essere impiegati anche separatamente in differenti combinazioni.

La figura 16 si riferisce alla sezione del preamplificatore, impiegata normalmente con cartucce del tipo magnetico, e la cui uscita può essere avviata ad un registratore. La figura 17 prevede il completamento del circuito affinché il preamplificatore possa essere collegato ad un amplifica-

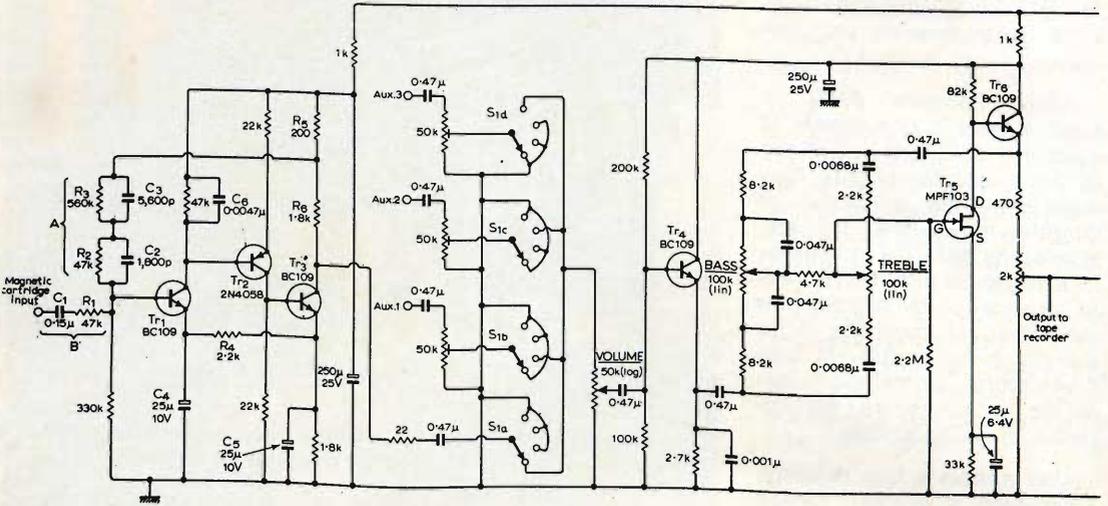



Fig. 16 - Preamplificatore a transistori. Entrata per cartucce magnetiche ed uscita per registratore.

tore, anche del tipo stereofonico.

La figura 18 si riferisce invece al circuito che opera la conversione di impedenza per adattare l'amplificatore alle cartucce di tipo ceramico, mentre la figura 19 mostra lo schema elettrico del circuito di alimentazione che del resto può essere sostituito con altro di tipo simile.

La costruzione di tale pre-

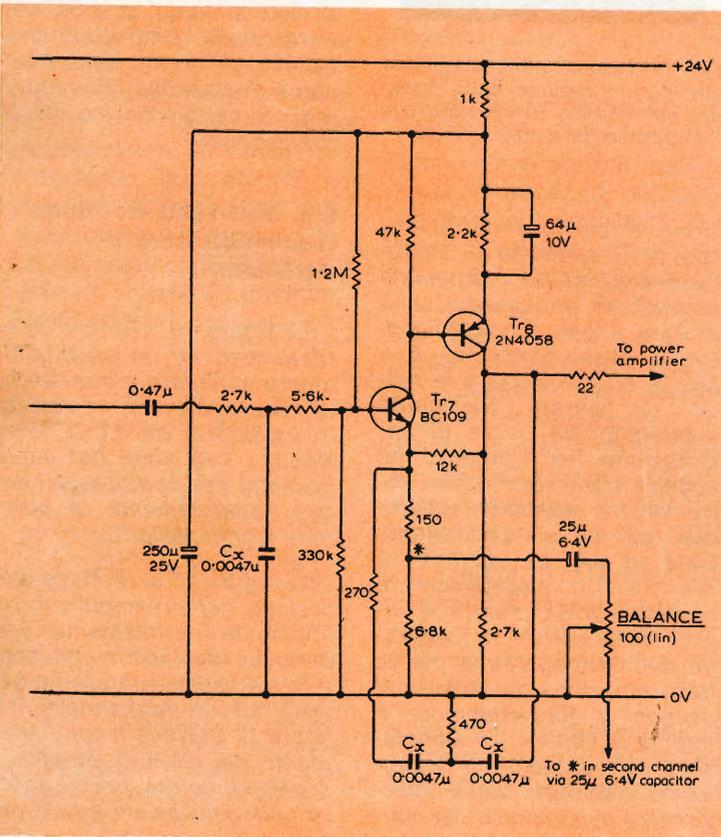



Fig. 17 - Preamplificatore a transistor. Sezione per il collegamento all'amplificatore di potenza.

amplificatore non presenta difficoltà eccessive, comunque possiamo fornire dello stesso la fotocopia della descrizione completa in lingua inglese alle solite condizioni.

Fig. 18 - Preamplificatore a transistor. Sezione di conversione di impedenza per cartucce ceramiche.

Fig. 19 - Alimentatore per preamplificatore a transistori.

Sig. MARCUCCI N.
Firenze
Su alcuni fenomeni acustici

Quando le onde sonore incontrano una superficie di separazione, come ad esempio la parete di un locale, parte dell'energia viene assorbita dall'ostacolo che esse incontrano, in questo caso la parete, con velocità diversa da quella iniziale e che dipende dalla materia con la quale è costituito l'ostacolo stesso, mentre l'altra parte dell'energia viene riflessa, indietro alla stessa velocità di partenza.

Si verifica in questo caso che in taluni punti del locale l'onda riflessa arriva qualche istante prima dell'onda diretta. Quando la differenza di tempo di arrivo delle due onde: quella diretta e quella riflessa è molto piccola, l'orecchio non riesce a separare fra di loro i due suoni ma li percepisce in maniera piuttosto confusa. A questo effetto è stato dato il nome di riverberazione.

Il suono riflesso si estingue con una rapidità che dipende da molti fattori. Il tempo che impiega un dato suono riflesso a raggiungere un livello inferiore al minimo valore udibile, pari ad un milionesimo dell'intensità iniziale viene chiamato tempo di riverberazione.

Qualora la distanza fra la sorgente del suono e la parete riflettente sia piuttosto grande l'intervallo di tempo fra l'arrivo dell'onda diretta e l'onda riflessa, all'orecchio di chi ascolta, è tale da consentire la percezione di due suoni distinti successivi. In questo caso al fenomeno viene dato il nome di eco, che, è bene ricordarlo, al singolare è un sostantivo femminile mentre al plurale è maschile (abbiamo ritenuto opportuno fare questa precisazione data la confusione che sovente si fa su questo sostantivo).

E' evidente pertanto che quando si desideri mantenere in un ambiente qualsiasi una percezione dei suoni molto chiara (nel suo caso in una sala cinematografica), si deve avere un tempo di riverberazione molto piccolo e la totale assenza di eco.

La qualità acustica degli ambienti dipende dal coefficiente di assorbimento delle pareti e di tutto ciò che si trova attorno ad esse, nonché dal loro volume.

Naturalmente la distribuzione del campo sonoro nell'interno dei locali dipende in modo particolare dalla loro forma e dal numero di persone che sono presenti in sala. E' evidente infatti che una sala pubblica vuota presenterà una distribuzione sonora diversa della stessa sala affollata.

MILLE ED UNO MODI PER ASCOLTARE UN DISCO

IL MERCATO OFFRE

Chi può negare che il disco è oggi un elemento dell'economia nazionale? Oggi si ascoltano dischi nelle case private, in macchina, in treno, all'aperto, nelle scuole, ed in qualsiasi occasione. La genialità dei tecnici ha persino reso possibile l'ascolto di un disco mediante un riproduttore che può assumere qualsiasi posizione. E' quindi interessante — oltre che doveroso — passare in rassegna tutto ciò che il mercato offre in fatto di mezzi per ascoltare un disco, qualunque esso sia.

Senza voler fare della cronistoria, che lascerebbe il tempo che trova, molti ricordano ancora i vecchi giradischi di un tempo, che — anche se funzionanti con un motorino elettrico — erano muniti di testine il cui peso comprometteva in breve tempo l'integrità di un disco.

Da allora ai nostri giorni l'evoluzione è stata sorprendente: il primo passo verso la perfezione di oggi è stato l'avvento dei dischi microsolco: grazie ad essi, un solo disco di dimensioni normali ha consentito l'ascolto di numerosi brani, oppure, limitandosi a due soli brani (uno per facciata), le dimensioni si sono notevolmente ridotte. A ciò occorre aggiungere l'indiscusso vantaggio di una minore rumorosità, dell'assoluta infrangibilità di certi tipi di dischi, ed ella loro leggerezza: tale — cioè — da consentire l'allestimento di una borsetta portatile costituita da una raccolta che può spesso essere definita col termine pomposo di **discoteca.**

La nascita dei dischi microsolco ha portato con sé due importanti miglioramenti nelle apparecchiature per l'ascolto: l'enorme riduzione del peso della testina, e la creazione di apparecchi portatili ed autoalimentati.

Con la riduzione del peso della testina è stato possibile prolungare quasi indefinitamente la durata dei dischi, il cui solco delicato viene oggi sottoposto durante la riproduzione ad una pressione — e quindi ad un attrito — che compromette solo a lungo andare le vibrazioni registrate. La creazione dei giradischi portatili ha invece consentito l'ascolto della musica riprodotta in tutti i luoghi ed in tutte le circostanze in cui esso era prima praticamente impossibile.

I tecnici e le fabbriche che lavorano in questo campo, compiendo sforzi intellettuali ed economici non indifferenti, hanno consentito l'attuale disponibilità sul mercato di giradischi, di apparecchi completi di riproduzione, e persino di piccoli radiogrammofoni, in grado di soddisfare qualsiasi esigenza.

Sotto questo profilo, è utile considerare brevemente la qualità di tali apparecchiature, di cui occorre tener conto a seconda delle esigenze individuali, in occasione dell'acquisto di un dispositivo di lettura. In linea di massima, occorre partire dai seguenti concetti fondamentali.

Quando un giradischi deve essere collegato ad un amplificatore separato, facente parte o meno di un radioricevitore, la sua classe dipende soltanto dalle possibilità economiche di chi desidera entrarne in possesso. Anche il tipo più economico consente risultati soddisfacenti: tuttavia, sarebbe assurdo abbinare un giradischi modesto ad un buon impianto di amplificazione, oppure un giradischi di classe e di costo elevato alla sezione « fono » di un radioricevitore di poche pretese. Di conseguenza, le prestazioni del giradischi devono essere commisurate alla classe dell'apparecchio che amplifica e riproduce i suoni.

Quando invece il giradischi deve essere in grado di funzionare in modo autonomo, vale a dire quando contiene anche l'amplificatore, l'altoparlante, i controlli di volume e di tono, e l'alimentazione, i punti di vista sono ancora più complessi.

Un vecchio adagio dice che... i gusti son gusti: c'è quindi chi si accontenta di una riproduzione su di una gamma di frequenze limitata, chi desidera poter ascoltare la musica senza sacrificare troppo alla naturalezza della riproduzione, e chi invece ha bisogno di una certa fedeltà per ragioni particolari.

Una di queste ultime — ad esempio — può essere l'uso del giradischi portatile per lo studio delle lingue straniere. Molti studenti, sotto questo aspetto, amano ascoltare le lezioni impartite attraverso gli appositi dischi in qualsiasi circostanza: durante le vacanze, le gite, i viaggi, ecc., e quindi in casa, in albergo, in auto o in qualsiasi altro luogo.

Orbene, quando un giradischi viene usato per questo scopo specifico, deve **necessariamente** trattarsi di un apparecchio di una certa classe, poiché è indispensabile poter apprezzare tutte le sfumature della dizione degli insegnanti, per riconoscere ogni parola, e per imparare a pronunciarla nel modo corretto.

E veniamo ora agli impianti stereo: tutti i tipi disponibili in commercio devono naturalmente essere compatibili, ossia devono essere in grado di riprodurre anche dischi monofonici. Di conseguenza i due amplificatori eventualmente incorporati devono presentare le medesime caratteristiche di responso, e devono inoltre essere muniti di controlli individuali (sia pure abbinati a due a due per il volume ed il tono) oltre che del controllo di bilanciamento.

In genere, il giradischi stereo è disponibile nella versione a valigetta solo con prestazioni di una certa classe, in quanto le esigenze sono di per se stesse maggiori che non per il semplice ascolto di un disco monofonico. Tuttavia, anche in questo campo specifico l'industria elettronica mette a disposizione del pubblico le più ampie possibilità di scelta.

Per concludere, se si considera che l'ascolto del disco nelle sue innumerevoli versioni è possibile sotto ogni punto di vista, ossia dal semplice piacere dell'ascolto al trattenimento danzante familiare, dall'organizzazione di serate musicali alla compagnia dei cantanti e delle orchestre più gradevoli per i propri gusti, dallo studio della storia della musica a quello delle lingue straniere, ecc., era indispensabile che le varie fabbriche del ramo mettessero in commercio apparecchiature di ogni tipo, di ogni dimensione, adatte a funzionare nelle condizioni di impiego più disparate, e — quel che più conta — ad ogni possibile livello di costo, per poter soddisfare le esigenze individuali della più vasta categoria di utenti.

Ebbene, si può affermare che l'industria non è certo venuta meno in questo suo compito: a dimostrazione di quanto sopra, siamo lieti di riportare nelle pagine che seguono una rassegna forse incompleta, ma certamente ricca ed esauriente, dei vari tipi di apparecchiature di questo ramo che è possibile trovare in commercio.

La rassegna è costituita da una raccolta di illustrazioni e delle caratteristiche principali di numerosi tipi di giradischi per installazione fissa, di giradischi di tipo portatile, di valigette con alimentazione a rete ed a batterie, di mangiadischi, ecc., appartenenti a tutte le categorie alle quali abbiamo accennato. Selezione di Tecnica Radio-TV ha quindi il piacere di offrire a quei suoi lettori che intendessero acquistare o comunque trattare commercialmente tali apparecchiature, una fonte di documentazione nella quale non sarà certo difficile reperire ciò che effettivamente si desidera.

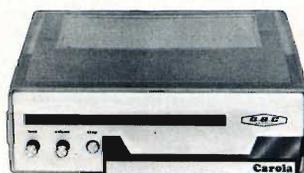
GIRADISCHI MANGIADISCHI PER AUTO « AUTOVOX » - JAZZ

Ad inserimento ed espulsione automatica dei dischi - Velocità: 33 e 45 giri - Alimentazione: 6 - 12 Vc.c. - Negativo o positivo a massa - Ripetizione automatica del disco tramite tasto - Installabile sotto plancia.

FONOVALIGIA « BRIONVEGA » FV 1016

Giradischi a 4 velocità - Altoparlante incorporato nel coperchio separabile - Transistori impiegati: 6+1 raddrizzatore - Potenza di uscita: 1,8 W - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure 125 ÷ 225 Vc.a. - Dimensioni: 300 x 240 x 92.

GIRADISCHI AUTOMATICO « G.B.C. » CAROLA

Tasto per l'espulsione dei dischi - Velocità: 45 giri - Potenza di uscita: 1,4 W - Altoparlante ad alto rendimento acustico - Alimentazione: 9 Vc.c. - Dimensioni: 270 x 265 x 90.

FONOVALIGIA « G.B.C. » FV-4 CAMBRIDGE X

Amplificatore a transistori - Giradischi a 4 velocità - Altoparlante ellittico ad alto rendimento acustico - Potenza di uscita: 1,8 W - Alimentazione: 110 ÷ 220 V - 50 Hz - Dimensioni: 440 x 270 x 165 .

FONOVALIGIA « G.B.C. » FV-9 MIKE

Amplificata a transistori - Giradischi a 4 velocità - Presa per registratore - Altoparlante ad alto rendimento acustico - Potenza di uscita: 2 W - Alimentazione: 110 ÷ 220 V - 50 Hz - Dimensioni: 275 x 410 x 155.

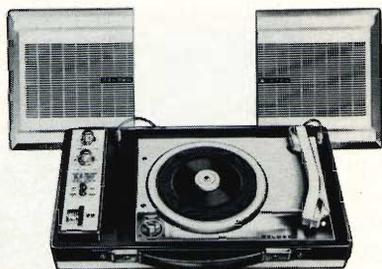
FONOVALIGIA STEREO « G.B.C. » FV/700 - MABER

Amplificata a transistori - Giradischi a 3 velocità - 2 altoparlanti a grande resa acustica - Prese per registratore e altoparlanti supplementari - Potenza di uscita: 5 + 5 W - Alimentazione: 110 ÷ 220 V - 50 Hz - Dimensioni: 510 x 360 x 250.

FONOVALIGIA STEREO « G.B.C. » FV/711 - CABY

Trasformabile in consoletta - Cambiadischi automatico ELAC a 4 velocità - Presa per registratore - 2 altoparlanti ad alto rendimento acustico - Potenza di uscita: 5 + 5 W - Alimentazione: 110 ÷ 220 V - 50 Hz - Dimensioni: 510 x 330 x 260.

RADIO-FONOVALIGIA « GELOSO » G6/79-V

Giradischi a 4 velocità - Pick-up speciale per dischi microsolco - Altoparlante in coperchio staccabile
Alimentazione 9 Vc.c., a rete 220 Vc.a. - Potenza di uscita: 1 W
Ricevitore per OM incorporato - Dimensioni: 350 x 240 x 140.

RADIO-FONOVALIGIA STEREO « GELOSO » G6/102

Amplificata a transistori in due canali - Giradischi a 4 velocità Pick-up speciale stereo - 2 altoparlanti in coperchi staccabili - Ricevitore per OM incorporato - Alimentazione: 9 Vc.c. a rete 220 Vc.a. - Potenza di uscita: 1+1 W
Dimensioni: 420 x 25 x 120.

RADIOGIRADISCHI « GELOSO » G6/93

Interamente transistorizzato - Ad avviamento ed espulsione automatica dei dischi - Giradischi a 2 velocità - Alimentazione: 9 Vc.c. - Potenza di uscita: 1 W. - Ricevitore per OM incorporato - Controlli di volume e tono
Dimensioni: 260 x 270 x 80.

GIRADISCHI MANGIADISCHI « GRUNDIG » PHONO - BOY

Ad inserimento ed espulsione automatica dei dischi - Velocità: 45 giri - Transistori impiegati: 6+4 diodi - Alimentazione: 9 Vc.c. - Potenza di uscita: 800 mW - Dimensioni: 220x200x80.

GIRADISCHI MANGIADISCHI « IRRADIO » FONORETTE

Ad inserimento ed espulsione automatica dei dischi - Velocità: 45 giri - Potenza di uscita: 1,5 W - Altoparlante rotondo ∅ 80 - Alimentazione: 9 Vc.c. - Dimensioni: 315 x 275 x 135.

GIRADISCHI MANGIADISCHI « IRRADIO » DISCORETTE

Ad inserimento ed espulsione automatica dei dischi - Velocità: 45 giri - Potenza di uscita: 1,2 W - Alimentazione: 9 Vc.c. - Dimensioni: ∅ 235 x 110.

GIRADISCHI MANGIADISCHI « IRRADIO » IRRADIETTE DE LUXE

Ad inserimento ed espulsione automatica dei dischi - Velocità: 33-45 giri - Potenza di uscita: 1,7 W - Altoparlante ellittico ∅ 100 x 150 - Alimentazione: 9 Vc.c.
Dimensioni: 295 x 225 x 115.

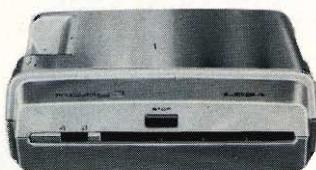
GIRADISCHI MANGIADISCHI « IRRADIETTE » LILLIPUT

Ad inserimento ed espulsione automatica dei dischi - Velocità: 45 giri - Potenza di uscita: 1,2 W - Altoparlante ad alto rendimento acustico - Alimentazione: 9 Vc.c.
Dimensioni: 220 x 190 x 50.

GIRADISCHI MANGIADISCHI « IRRADIO » IRRADIETTE MINI

Ad inserimento ed espulsione automatica dei dischi - Velocità: 45 giri - Potenza di uscita: 1,5 W - Altoparlante rotondo ∅ 80 - Alimentazione: 9 Vc.c. - Dimensioni: 260 x 210 x 100.

FONOGRAFO AUTOMATICO « LESA » MADY 2

Ad avviamento ed arresto automatico dei dischi - Velocità: 33 - 45 giri - Altoparlante ellittico ∅ 80 x 130 - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure 125 ÷ 220 Vc.a. mediante apposito adattatore, o 12 Vc.c. dalla batteria dell'auto - Dimensioni: 280 x 240 x 95.

FONOGRAFO AUTOMATICO « LESA » MADY 3

Tasto per l'espulsione dei dischi - Velocità: 33 - 45 giri - Altoparlante ellittico ad alto rendimento acustico - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure 12 Vc.c. dalla batteria dell'auto o 125÷220 Cc.a. mediante apposito adattatore - Dimensioni: 310 x 255 x 105.

FONOGRAFO AUTOMATICO « LESA » MADY 4 UNIVERSAL

Ad avviamento ed espulsione automatica dei dischi - Interamente transistorizzato - Velocità: 33-45 giri - Potenza d'uscita: 1 W - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure 12 Vc.c. dalla batteria dell'auto con apposito cavo oppure 220 ÷ 240 Vc.a. mediante apposito adattatore - Dimensioni: 320 x 100 x 250.

RADIOFONOGRAFO AUTOMATICO « LESA » MADYRAD

Ad avviamento ed espulsione automatica dei dischi - Interamente transistorizzato - Ricevitore per OM incorporato - Commutazione automatica radio - fono - Velocità: 33-45 giri - Potenza d'uscita: 1 W - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure 12 Vc.c. dalla batteria dell'auto con apposito cavo oppure in c.a. universale 50 ÷ 60 Hz - Dimensioni: 310 x 112 x 240.

FONOVALIGIA « LESA » 493 ARIZONA 2°

Giradischi a 4 velocità - Interamente transistorizzata 2 altoparlanti incorporati nel coperchio separabile - Potenza d'uscita: 1 W indistorto - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure c.a. universale 50 ÷ 60 Hz - Dimensioni: 335 x 145 x 325.

FONOVALIGIA « LESA »
622/A ALTAIR

Cambiadischi automatico ribaltabile a 4 velocità - Interamente transistorizzata - Altoparlanti laterali fissi - Accensione e spegnimento automatico - Presa per registratore - Potenza di uscita: 3 W indistorti - Alimentazione: c.a. universale 50 Hz - Dimensioni: 700 x 225 x 377.

FONOVALIGIA « LESA »
281 ALCIONE 2°

Giradischi automatico a 4 velocità - Interamente transistorizzata - Altoparlante incorporato nel coperchio separabile - Presa per registratore - Potenza di uscita: 3,5 W indistorti - Alimentazione: c.a. universale 50 Hz - Dimensioni: 410 x 200 x 320.

FONOVALIGIA « LESA »
521/B CENTAURO 2°

Cambiadischi automatico a 4 velocità - Interamente transistorizzata - Altoparlante incorporato nel coperchio separabile - Prese per apparecchiatura stereo e registratore - Potenza di uscita: 3 W indistorti - Alimentazione: c.a. universale 50 Hz - Dimensioni: 400 x 195 x 330.

FONOVALIGIA « LESA »
STUDIUM ST 2

Giradischi a 4 velocità - Particolarmente indicata come audiosussidiario didattico - Interamente transistorizzata - Altoparlante incorporato nel coperchio separabile - Prese per cuffia e registratore - Potenza di uscita: 3 W indistorti - Alimentazione: c.a. universale 50 + 60 Hz - Dimensioni: 326 x 170 x 316.

FONOVALIGIA « LESA »
491 BALTIMORA

Con mobile in materiale antiurto - Giradischi a 4 velocità - Interamente transistorizzata - 2 altoparlanti incorporati nel coperchio separabile - Potenza d'uscita: 1 W indistorto - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure in c.a. universale 50 ÷ 60 Hz - Dimensioni: 330 x 150 x 320.

FONOVALIGIA « LESA »
402 MOMBASA

Giradischi a 2 velocità - Mobile in materiale antiurto - Interamente transistorizzata - Potenza d'uscita: 1 W indistorto - Alimentazione: 9 Vc.c. - Dimensioni: 300 x 80 x 235.

412 ZANZIBAR

Caratteristiche analoghe al mod. 402, ma con alimentazione in c.a. universale 50 ÷ 60 Hz.

FONOVALIGIA STEREO « LESA »
580 ALDEBARAN

Cambiadischi automatico a 4 velocità - Interamente transistorizzata - Altoparlanti di elevata resa acustica incorporati nel coperchio separabile - Dotata di 4 gambe metalliche staccabili per trasformazione in consolle - Presa per registratore - Potenza di uscita: 3 W indistorti - Alimentazione: c.a. universale 50 Hz - Dimensioni: (senza gambe) 580 x 273 x 365.

FONOVALIGIA « LESA »
204 MERAK 2°

Con mobile in materiale antiurto - Giradischi a 4 velocità - Interamente transistorizzata - Altoparlante incorporato nel coperchio separabile - Potenza d'uscita: 2 W indistorti - Alimentazione: c.a. universale 50 Hz - Dimensioni: 347x114x253.

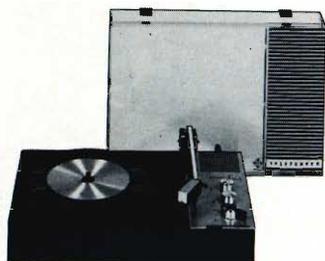
FONOVALIGIA « LESA »
206 DO SOL 4°

Giradischi a 4 velocità - Interamente transistorizzata Altoparlante incorporato nel coperchio separabile - Potenza d'uscita: 2 W indistorti - Alimentazione: c.a. universale 50 Hz - Dimensioni: 370 x 153 x 254.

FONOVALIGIA « SELONIX » SPYLL

Amplificata a transistori - Giradischi a 3 velocità - Potenza di uscita: 1,5 W - Alimentazione: 9 Vc.c. oppure 220 V c.a. - 50 Hz - Dimensioni: 360 x 255 x 120.

FONOVALIGIA « TELEFUNKEN » MISTER HIT

Completamente transistorizzata - Giradischi a 2 velocità - Altoparlante incorporato nel coperchio separabile - Alimentazione: 110 ÷ 220 Vc.a. - 50 Hz - Potenza d'uscita: 1,5 W - Dimensioni: 360 x 240 x 110.

FONOVALIGIA « WILSON » FLORIDA BEAT

Amplificata a transistori - Giradischi a 3 velocità - Altoparlante ad alto rendimento acustico - Potenza di uscita: 2 W - Alimentazione: 125 ÷ 220 Vc.a. - 50 Hz oppure 9 Vc.c.
Dimensioni: 330 x 360 x 135.

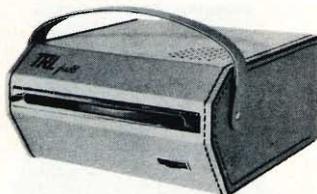
FONOVALIGIA « WILSON » S 14

Amplificata a transistori - Giradischi a 3 velocità - Altoparlante ad alto rendimento acustico - Potenza di uscita: 1,5 W - Mobile in polistirolo antiurto termoresistente - Alimentazione: 125 ÷ 220 Vc.a. - 50 Hz oppure 9 Vc.c.
Dimensioni: 290 x 230 x 120.

FONOVALIGIA STEREO « WILSON » TRIPLET

Giradischi a 3 velocità - Altoparlanti posti nel coperchio della fonovaligia - Potenza di uscita: 2+2 W - Alimentazione: 125 ÷ 220 Vc.a. - 50 Hz - Dimensioni: 400 x 260 x 180.

FONOVALIGIA STEREO « WILSON » 402

Amplificata a transistori - Giradischi a 3 velocità - Altoparlanti posti nel coperchio della fonovaligia - Potenza di uscita: 2+2 W - Alimentazione: 220 Vc.a. - 50 Hz Dimensioni: 370 x 290 x 180.

MANGIADISCHI « TRL » FULL

Ad avviamento ed espulsione automatica dei dischi - Interamente transistorizzato - Velocità: 45 giri - Potenza di uscita: 1,5 W - Alimentazione: 6 ÷ 12 Vc.c. Dimensioni: 245 x 230 x 115.

MANGIADISCHI « TRL » HOLIDAY

Ad avviamento ed espulsione automatica dei dischi - Interamente transistorizzato - Velocità: 45 giri - Potenza di uscita: 1,3 W - Alimentazione a pile Dimensioni: 260 x 100 x 210.

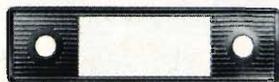
MANGIADISCHI « TRL » RINGO

Ad avviamento ed espulsione automatica dei dischi - Interamente transistorizzato - Velocità: 45 giri - Potenza di uscita: 1,5 W - Alimentazione a pile - Permette ottimo ascolto su ogni automezzo in movimento.

La G.B.C. Italiana ha in preparazione un catalogo particolare di aggiornamento degli articoli classificati in codice KK cioè = mascherine - Tunnel per vari tipi di vetture - antenne da tetto - antenne stilo, plancie - supporti per autoradio - cavi di collegamento - spinotti - prese - articoli per schermaggio - altoparlanti con relative custodie e griglie.
Siamo lieti di presentare in anteprima alcune pagine tolte dal codice « KK » e precisamente quelle che riguardano le mascherine e tunnel.

DAL CATALOGO G.B.C.

Mascherina di finitura
In pressofusione cromata, per autoradio nazionali

KK/0400-00

Mascherina di finitura
In pressofusione cromata e fondo in vinilpelle, per autoradio nazionali. Particolarmente indicata per installazioni su Mercedes-Benz e Jaguar.

KK/0400-05

Mascherina di finitura
In pressofusione cromata, per autoradio Blaupunkt
Ex K/400-1

KK/0401-00

Mascherina di finitura
In plastica metallizata argento, per autoradio Blaupunkt
Ex K/400-4

KK/0401-02

Mascherina di finitura
In pressofusione cromata e fondo in vinilpelle, per autoradio Blaupunkt. Particolarmente indicata per installazioni su Mercedes-Benz e Jaguar

KK/0401-03

Mascherina di finitura
In pressofusione cromata e verniciata per autoradio Ra 441 « Bikini Autovox »

KK/0405-00

Mascherina di finitura
In plastica, per autoradio di produzione nazionale

KK/0405-02

Mascherina di finitura
In plastica, per autoradio Blaupunkt

KK/0405-03

Mascherina di finitura
In pressofusione cromata e fondo in finto legno per autoradio nazionali. Particolarmente indicata per installazioni su Fiat 124 coupé.

KK/0431-00

Mascherina di finitura
In pressofusione cromata e fondo in finto legno per autoradio Blaupunkt. Particolarmente indicata per installazioni su Fiat 124 coupé.

KK/0432-00

Tunnel per Mini Minor - Mini Cooper
In legno rivestito skai
Completo di altoparlante

KK/0452-04

Tunnel per Fiat 850 Coupé
In legno rivestito skai
Completo di altoparlante

KK/0455-03

Tunnel per Fiat 128
In legno rivestito skai
Completo di altoparlante

KK/0455-07

Tunnel per Fiat 850 Special
Con altoparlante
In legno rivestito skai

KK/0455-10

Tunnel per Fiat 850 4 fari
Sport Coupé
Con altoparlante
In legno rivestito skai

KK/0455-12

Tunnel per Fiat 850 Berlina
Con altoparlante
In legno rivestito skai

KK/0455-14

Tunnel per Fiat 500 L
Con altoparlante
In legno rivestito skai

KK/0455-16

Tunnel per Mini-Minor MK2
Con altoparlante
In legno rivestito skai

KK/0455-18

Tunnel per Fiat 124
In legno rivestito skai
Completo di altoparlante

KK/0457-04

Tunnel per Ford Escort
In legno ricoperto skai
Completo di altoparlante

KK/0458-08

Tunnel per Fulvia GTE
In legno rivestito skai
Completo di porta oggetti

KK/0458-11

Tunnel per Flavia Berlina
In « URTAL » finta pelle
Completo di altoparlante

KK/0458-12

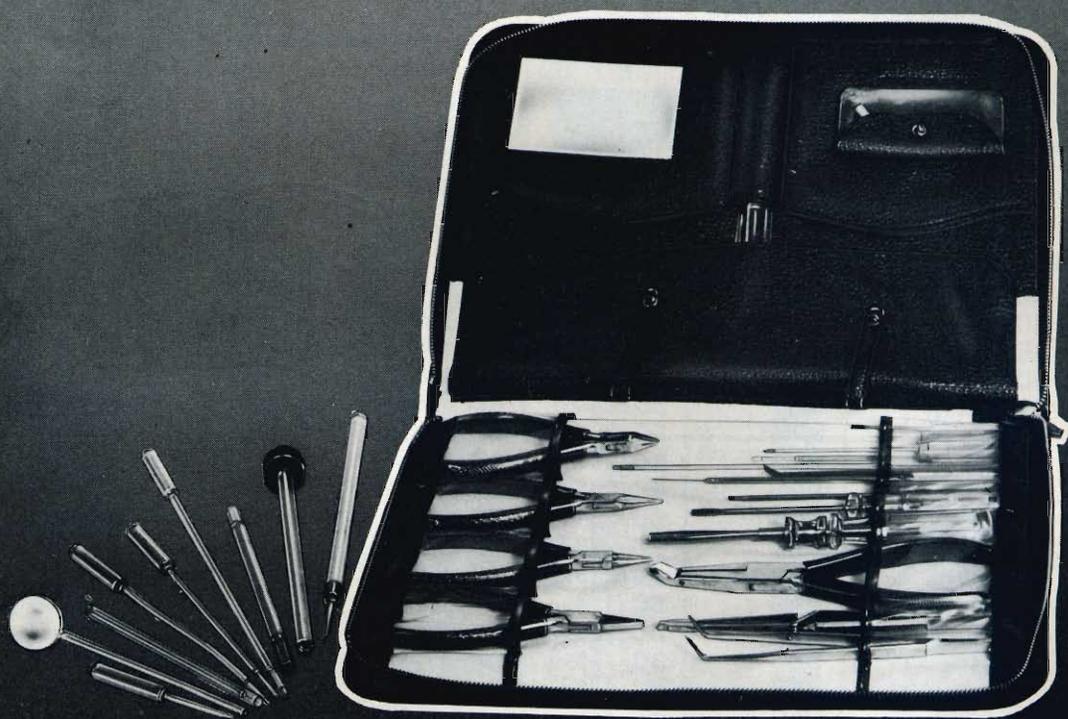
Tunnel per Simca 1301 - 1501
In « URTAL » finta pelle
Completo di altoparlante

KK/0458-14

Tunnel per Opel Kadett
In « URTAL » finta pelle
Completo di altoparlante

KK/0458-16

Tunnel per BMW 1800 - 2000
In « URTAL » finta pelle
Completo di altoparlante

KK/0458-18

EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI

Per soddisfare le richieste di numerosi lettori proseguiamo la pubblicazione di alcune equivalenze di semiconduttori planari SGS per l'elettronica civile.
La loro classificazione è stata fatta in ordine numerico.

TRANSISTORI

Da sostituire	NPN/PNP	SGS	Da sostituire	NPN/PNP	SGS
BC 107	NPN	BC 280 A	BC 154	PNP	BC 154
BC 107 A	NPN	BC 280 B	BC 157	PNP	BC 281 A
BC 107 B	NPN	BC 280 B	BC 159	PNP	BC 281 C
BC 108	NPN	BC 284 A	BC 167	NPN	BC 134
BC 108 A	NPN	BC 284 A	BC 168	NPN	BC 132
BC 108 B	NPN	BC 284 B	BC 169	NPN	BC 132
BC 108 C	NPN	BC 284 B	BC 170 A	NPN	BC 132
BC 109	NPN	BC 282	BC 170 B	NPN	BC 132
BC 109 B	NPN	BC 280 B	BC 170 C	NPN	BC 132
BC 109 C	NPN	BC 280 B	BC 171	NPN	BC 134
BC 113	NPN	BC 113	BC 171 A	NPN	BC 134
BC 114	NPN	BC 114	BC 171 B	NPN	BC 134
BC 115	NPN	BC 115	BC 172	NPN	BC 132
BC 116	PNP	BC 116	BC 172 A	NPN	BC 132
BC 117	NPN	BC 117	BC 172 B	NPN	BC 132
BC 118	NPN	BC 118	BC 172 C	NPN	BC 132
BC 119	NPN	BC 119	BC 173	NPN	BC 284 B
BC 120	NPN	BC 120	BC 173 B	NPN	BC 284 A
BC 121	NPN	BC 132	BC 173 C	NPN	BC 284 B
BC 122	NPN	BC 132	BC 177	PNP	BC 281 C
BC 123	NPN	BC 118	BC 178	PNP	BC 283
BC 125	NPN	BC 125	BC 179	PNP	BC 283
BC 126	PNP	BC 126	BC 201	PNP	BC 154
BC 129	NPN	BC 134	BC 202	PNP	BC 154
BC 130	NPN	BC 114	BC 203	PNP	BC 154
BC 131	NPN	BC 114	BC 204	PNP	BC 281
BC 132	NPN	BC 132	BC 205	PNP	BC 283
BC 134	NPN	BC 134	BC 206	PNP	BC 283
BC 139	PNP	BC 139	BC 207	NPN	BC 280 A
BC 140	NPN	BC 288	BC 208	NPN	BC 280 A
BC 147	NPN	BC 134	BC 209	NPN	BC 280 A
BC 148	NPN	BC 132	BC 210	NPN	BC 282
BC 149	NPN	BC 134	BC 210 A	NPN	BC 119
BC 153	PNP	BC 153			

Da sostituire	NPN/PNP	SGS	Da sostituire	NPN/PNP	SGS
BC 211	NPN	BC 288	BF 163	NPN	BF 163
BC 215	PNP	BC 139	BF 166	NPN	BF 166
BC 225	PNP	BC 225	BF 169	NPN	BF 169
BC 236	NPN	BC 117	BF 169 R	NPN	BF 154
BC 251	PNP	BC 153	BF 169 RA	NPN	BF 154
BC 252	PNP	BC 283	BF 173	NPN	BF 271
BC 253	PNP	BC 283	BF 174	NPN	BF 174
BC 257	PNP	BC 116	BF 175	NPN	BF 175
BC 258	PNP	BC 281 B	BF 176	NPN	BF 176
BC 259	PNP	BC 281 B	BF 177	NPN	BF 174
BC 261	PNP	BC 116	BF 178	NPN	BF 174
BC 262	PNP	BC 116	BF 178 T	NPN	BF 174
BC 263	PNP	BC 126	BF 179 A	NPN	BF 292 B
BC 267	NPN	BC 280	BF 179 B	NPN	BF 292 C
BC 268	NPN	BC 282	BF 180	NPN	BF 155
BC 269	NPN	BC 282	BF 181	NPN	BF 155
BC 270	NPN	BC 282	BF 182	NPN	BF 161
BC 271	NPN	BC 282	BF 183	NPN	BF 161
BC 272	NPN	BC 282	BF 184	NPN	BF 222
BC 280	NPN	BC 280	BF 185	NPN	BF 222
BC 281	PNP	BC 281	BF 194	NPN	BF 160
BC 282	NPN	BC 282	BF 195	NPN	BF 160
BC 283	PNP	BC 283	BF 196	NPN	BF 251
BC 284	NPN	BC 284	BF 197	NPN	BF 271
BC 285	NPN	BC 285	BF 200	NPN	BF 222
BC 286	NPN	BC 286	BF 206	NPN	BF 155
BC 287	PNP	BC 287	BF 207	NPN	BF 251
BC 288	NPN	BC 288	BF 207 R	NPN	BF 251
BC 297 P	PNP	BC 281 C	BF 208	NPN	BF 271
BC 302	NPN	BC 288	BF 208 R	NPN	BF 271
BC 304	PNP	BC 287	BF 209	NPN	BF 161
BC 313	PNP	BC 287	BF 212	NPN	BF 155
BD 111	NPN	BD 111	BF 213	NPN	BF 155
BD 115	NPN	BF 292 C	BF 222	NPN	BF 222
BD 116	NPN	BD 116	BF 232	NPN	BF 271
BD 117	NPN	BD 117	BF 233	NPN	BF 160
BD 118	NPN	BD 118	BF 234	NPN	BF 160
BD 141	NPN	BU 102	BF 235	NPN	BF 222
BD 142	NPN	BU 100	BF 260	NPN	BF 161
BF 109	NPN	BF 292 A	BF 261	NPN	BF 251
BF 110	NPN	BF 292 A	BF 270	NPN	BF 270
BF 114	NPN	BF 292 A	BF 271	NPN	BF 271
BF 115	NPN	BC 282	BF 287	NPN	BF 287
BF 117	NPN	BF 292 A	BF 288	NPN	BF 288
BF 118	NPN	BF 292 C	BF 290	NPN	BF 290
BF 152	NPN	BF 152	BF 291	NPN	BF 291
BF 153	NPN	BF 153	BF 302	NPN	BF 160
BF 154	NPN	BF 154	BF 303	NPN	BF 159
BF 155	NPN	BF 155	BF 304	NPN	BF 160
BF 158	NPN	BF 158	BF 305	NPN	BF 292 B
BF 159	NPN	BF 159	BF 306	NPN	BF 271
BF 160	NPN	BF 160	BU 100	NPN	BU 100
BF 161	NPN	BF 160	BU 102	NPN	BU 102

DIODI

Da sostituire	SGS	Da sostituire	SGS
BA 100	BA 128	BAY 17	BA 128
BA 101	BA 130	BAY 38	BA 128
BA 103	BA 130	BAY 44	BA 128
BA 104	BA 129	BAY 45	BA 129
BA 108	BA 128	BAY 60	BA 128
BA 117	BA 130	BAY 63	BA 128
BA 127	BA 128	BAY 67	
BA 128	BA 128	BAY 68	BA 128
BA 129	BA 129	BAY 69	BA 128
BA 130	BA 130	BAY 86	BA 128
BA 136	BA 128	BAY 87	BA 129
BA 137	BA 129	BAY 98	BA 129
BA 147/25	BA 130	BAY 99	BA 128
BA 147/50	BA 128	BYY 31	BA 129
BA 147/100	BA 129	BYY 88	BA 129
BA 147/150	BA 129	OA 200	BA 128
BA 164	BA 164	OA 202	BA 129
BA 170	BA 128	SF 080	BA 130
BA 182	BA 128	SFD 83	BA 130
BAX 13	BA 130	SFD 84	BA 128
BAX 16	BA 129	SFD 86	BA 129
BAX 17	BA 129	SFD 182	BA 129

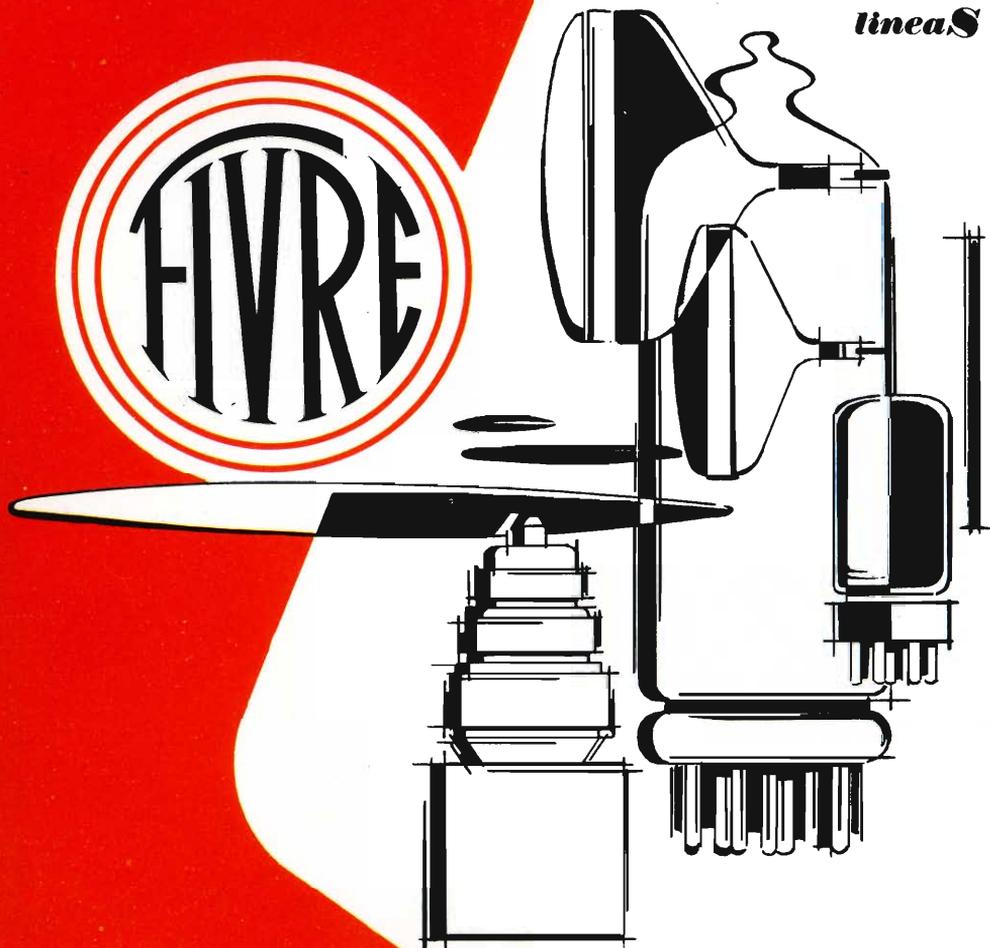
I tipi equivalenti non sono sempre perfettamente intercambiabili a causa di eventuali lievi differenze nelle caratteristiche elettriche o meccaniche.

Decisione storica della EMI inglese: dal 2 marzo essa ha abolito il sistema dei resi. Non viene, infatti, più praticato il 5 per cento sui dischi resi: viceversa, è stato istituito un supplementare sconto del 3 per cento sui dischi acquistati dai rivenditori.

Contemporaneamente, la EMI ha aumentato il prezzo di listino dei propri LP. E' la prima volta, dal 1963, che la casa inglese interviene sul prezzo di listino, ora aumentato a lire 3.200 per gli LP di musica leggera e a lire 4.300 per quelli di musica classica.

Le altre case discografiche inglesi, pur non avendo ancora deciso una data, si allineeranno nei prossimi mesi all'iniziativa della EMI. La Pye praticherà l'aumento probabilmente a partire dal 1° maggio, mentre Philips e Polydor prenderanno una decisione in merito entro la fine di questo anno.

Le prime reazioni dei rivenditori inglesi riflettono scarso entusiasmo per il nuovo sconto aumentato del 3 per cento che, secondo l'opinione della maggioranza dei rivenditori, non potrà mai compensare la perdita sui dischi invenduti.

« Vorremmo che si ritornasse indietro! » ha detto un negoziante, « poiché i dischi resi sono molti, soprattutto nel settore della musica leggera ». Dal canto suo Cliff Busby, direttore commerciale della EMI, ha però dichiarato: « Tutto sarà chiarito in seguito, quando avremo i primi resoconti ufficiali sulle vendite ».

VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI PER RADIO E TELEVISIONE

TUBI A RAGGI CATODICI PER TELEVISIONE

POLIODI DI OGNI TIPO E POTENZA PER APPLICAZIONI TRASMITTENTI E INDUSTRIALI

IGNITRONS E THYRATRONS PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

TUBI AD ONDE PROGRESSIVE E KLYSTRONS

QUARZI PIEZOELETTRICI PER TUTTE LE APPLICAZIONI

COMPONENTI PER TV BIANCO-NERO E COLORE

FIVRE

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE
AZIENDA DELLA F.I. MAGNETI MARELLI S.p.A.

27100 PAVIA - VIA FABIO FILZI, 1 - TELEFONO 31144/5 - 26791
TELEGRAMMI: CATODO-PAVIA

›SILENZIO Hi-Fi‹
L'ultima conquista nella registrazione ad alta fedeltà.
Perché Dynarange è il nastro magnetico a più basso rumore di fondo, altamente fedele, di lunga durata e minor costo.
SCOTCH DYNARANGE
meno rumore di fondo più fedeltà di suono
Scotch
MAGNETIC TAPE
DOUBLE PLAY
POLYESTER
MADE BY 3M
Scotch
3M
3M MINNESOTA ITALIA